

Entwicklung eines hybriden Kompensatorkonzeptes
für einen Drehstromlichtbogenofen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing. (FH) Thomas Ellinger

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, TU Ilmenau
Prof. Dr.-Ing. habil. R. W. De Doncker, RWTH Aachen
Prof. Dr.-Ing. habil. D. Stade, Analytic Power Technology AG

vorgelegt am 07. Oktober 2003

verteidigt am 02. April 2004

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meines Promotionsstudiums im Fachgebiet elektrische Anlagen und Netze sowie im Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik an der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der TU Ilmenau.

Mein aufrichtiger Dank gilt dem ehemaligen Leiter des Fachgebietes elektrische Anlagen und Netze Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. D. Stade (TU Ilmenau), der die Anregung zu dieser Arbeit gab und sie mit wertvollen Ratschlägen und fruchtbaren Diskussionen stets förderte. Außerdem sei ihm für die Übernahme eines der Korreferate gedankt.

Weiterhin danke ich herzlich dem Fachgebietsleiter Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt (TU Ilmenau). Seine tatkräftige Unterstützung, die mir seinerseits sowohl in fachlicher als auch in finanzieller Hinsicht zuteil wurde, trug wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei. Dankbar bin ich außerdem für die Übernahme des Hauptreferates.

Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. R. W. De Doncker (RWTH Aachen) danke ich ebenfalls für die Übernahme eines der Korreferate.

An dieser Stelle möchte ich es auch nicht versäumen, Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Grünler (FH Schmalkalden) meinen Dank auszusprechen. Er ermutigte mich bei meinem Vorhaben und zeigte einen praktikablen Weg zur Umsetzung auf.

Nicht zuletzt schulde ich den Mitarbeitern der Fachgebiete für ihre bereitwillige Hilfe Dank. Insbesondere danke ich Herrn Dr.-Ing. G. Berger und Herrn Dr.-Ing. J. Büttner sowie Herrn Dr.-Ing. A. Novitskiy. Ihre Ratschläge waren stets sehr nützlich.

Ilmenau, im Herbst 2003

Thomas Ellinger

Zusammenfassung

Ellinger, Thomas:

Entwicklung eines hybriden Kompensatorbegriffes für einen Drehstromlichtbogenofen

125 Seiten, 64 Bilder, 55 Lit.

Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Dissertation A, 2003

Der Drehstromlichtbogenofen besitzt eine nichtlineare Strom- Spannungs-Charakteristik. Folglich wirkt er als Störquelle in dem Netz, das ihn versorgt. Er emittiert Oberschwingungen und Zwischenharmonische und erzeugt Spannungsunsymmetrien, -einbrüche und -schwankungen. Eines seiner wesentlichsten Nachteile ist jedoch der durch die Spannungsschwankungen erzeugte Flicker, der infolge von Leuchtdichteschwankungen bei Glühlampen auftritt.

Das Ergebnis der vorliegenden Arbeit zeigt, wie unter Nutzung von modernen Kompensatoren die Störungen, die durch den Drehstromlichtbogenofen entstehen, minimiert werden können.

Auf der Basis der Literatur erfolgt zunächst ein Überblick über diesen Themenkomplex. Unter Nutzung von systemtheoretischen Methoden werden anschließend die oben genannten Störungen analysiert. Der Schwerpunkt wird dabei auf die Kenngrößen Oberschwingungen und Unsymmetrien sowie den Flicker gelegt.

Zur Kompensation der durch den Ofen verursachten Störungen wird in der vorliegenden Arbeit ein hybrides Filterkonzept vorgeschlagen. Der aktive Teil des Kompensators besteht aus einem thyristorgesteuerten Blindstromsteller (TCR-Anlage) sowie einem parallelen aktiven Filter. Die TCR-Anlage übernimmt die Kompensation der Grundschwingungsblindleistung des Ofens. Sie ist außerdem für die Flickerminderung zuständig. Zur Kompensation der Verzerrungsblindleistung des Gesamtsystems kommt ein aktives Filter zur Anwendung. Durch Verwendung einer optimierten Netzwerktopologie für das Hybridfilter wurde es möglich, die Bauleistung des dafür erforderlichen Spannungswechselrichters stark zu vermindern.

Einen weiteren Schwerpunkt der Untersuchungen bildeten die Regelungsstrukturen der aktiven Kompensatoren. Diese zukunftsorientierten Regelkonzepte basieren auf der oben angesprochenen Analyse. Sie sind frequenzselektiv und arbeiten in ruhenden Koordinaten. Ein Hauptbestandteil der Strukturen sind die transformierten PI-Regler. Ihre Übertragungsfunktionen werden mit Hilfe der Tiefpass-Bandpass-Transformation bestimmt. Sie ermöglichen es, dass auch bei sinusförmigen Größen eine stationäre Genauigkeit der Regelkreise erreicht werden kann. Die stationäre Genauigkeit stellt sich dabei jeweils bei den Abstimmungsfrequenzen der Regler ein.

Wie durch Simulationsergebnisse bewiesen wird, ist mit der entwickelten Kompensationsanlage eine starke Dämpfung des Flickers möglich. Auch die durch das Gesamtsystem (Schmelzofen und Kompensator) emittierten Netzstrom Oberschwingungen konnten auf ein zulässiges Maß reduziert werden.

Abstract

Ellinger, Thomas:

Development a hybrid compensator concept for a three-phase AC arc furnace

125 pages, 64 figures, 55 lit.

Ilmenau Technical University, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology,
Dissertation A, 2003

The AC arc furnace has a non-linear current-voltage characteristic. Therefore it acts as a source of disturbance in the grid from which it is supplied. It emits, both harmonics and interharmonics and generates voltage unbalances, voltage dips and voltage fluctuations. However, one of the most substantial disadvantages of arc furnace is caused by the variations in the line voltage leading to flicker, which can be observed due to the luminosity fluctuation of incandescent lamps.

The results of present work show how the disturbances caused by the three-phase AC arc furnace can be minimized using modern compensators.

As an introduction an overview of this complex topic based on available literature is presented. By using system theoretical methods the above-mentioned disturbances are analysed. Therefore the main point of analysis focuses on the characteristics of harmonics, unbalances and also on the flicker.

A hybrid filter design is proposed in the present work for the compensation of the arc furnace produced disturbances. The active part of this compensator consists of a thyristor-controlled Static Var Copensator (SVC) as well as a parallel active power filter. The SVC provides the compensation of fundamental reactive power of the furnace. In addition, it mitigates the flicker. To compensate the distortion power of the overall system an active filter is used. By using an optimised network topology for the hybrid filter, it is possible to greatly reduce the power rating of the voltage source converter.

Another main point of this investigation is the control structures of the active var compensators. These novel control strategies are based on the above-mentioned analysis. They are frequency selective and operate in a stationary reference frame. The transformed PI-controllers are the main component of these control structures. The transfer functions are derived using the lowpass to bandpass transformation. By the use of transformed PI-controllers we are able to achieve zero steady-state error of the closed loop system for sinusoidal quantities. The zero steady-state error is achieved at each desired frequency by tuning the parameters of the controller.

As simulation results shows, it is possible to obtain a good damping of the flicker with the proposed compensation scheme. The harmonics emitted by the total system (arc furnace and compensator) could also be limited to a permissible level.

INHALTSVERZEICHNIS

1	EINLEITUNG	1
1.1	EINFÜHRUNG IN DIE THEMATIK.....	1
1.2	STAND DER TECHNIK.....	3
1.2.1	<i>Aufbau der Drehstromlichtbogenofenanlage.....</i>	<i>3</i>
1.2.2	<i>Schaltungstopologie und Regelungsstruktur der Kompensationsanlage.....</i>	<i>5</i>
1.3	ZIELSTELLUNG DER ARBEIT	8
2	THEORETISCHE GRUNDLAGEN.....	11
2.1	KOORDINATENTRANSFORMATION VON SYSTEMGRÖßEN	11
2.2	NETZRÜCKWIRKUNGEN	13
2.2.1	<i>Oberschwingungen und Unsymmetrien</i>	<i>13</i>
2.2.2	<i>Spannungsänderungen</i>	<i>15</i>
2.2.3	<i>Flicker</i>	<i>19</i>
2.3	REGLERENTWURF FÜR AMPLITUDENMODULIERTE SYSTEMGRÖßEN UNTER VERWENDUNG VON KORREKTURNETZWERKEN FÜR WECHSELGRÖßEN.....	23
3	GRUNDLEGENDER SYSTEMAUFBAU.....	30
3.1	SYSTEMTHEORETISCHES MODELL DER DREHSTROM-LICHTBOGENOFEN-ANLAGE....	30
3.2	GRUNDKONZEPT DER KOMPENSATIONSANLAGE	33
3.3	TOPOLOGIE DES GESAMTSYSTEMS	38
3.4	BLOCKORIENTIERTES STRUKTURBILD DER NETZSEITIGEN REGELSTRECKE	39
4	REGELUNGSKONZEPT DER TCR-ANLAGE.....	44
4.1	BLOCKSTRUKTURELLER AUFBAU DER TCR-REGELUNG	44
4.2	DIE SYNCHRONISATIONSEINHEIT	45
4.3	TCR-STEUERSATZ	48
4.3.1	<i>Grundlegende Betrachtungen</i>	<i>49</i>
4.3.2	<i>Blockstruktureller Aufbau des TCR-Steuersatzes</i>	<i>56</i>
4.4	DIE NETZSTROMGRUNDSCHWINGUNGSREGELUNG	65
4.4.1	<i>Topologie des Netzstromreglers.....</i>	<i>65</i>
4.4.2	<i>Berechnung des Regelabweichungsvektors.....</i>	<i>73</i>
4.4.3	<i>Ausgewählte Simulationsergebnisse</i>	<i>76</i>

4.5	GLEICHSTROMREGLER	84
4.5.1	<i>Topologie der Gleichstromregelung</i>	84
4.5.2	<i>Ausgewählte Simulationsergebnisse</i>	84
5	REGELKONZEPT DER AKTIVEN FILTER-ANLAGE	87
5.1	BLOCKSTRUKTURELLER AUFBAU DER REGELUNG DES AKTIVEN FILTERS	87
5.2	SYNCHRONISATIONSEINHEIT	89
5.3	STEUERSATZ DES AKTIVEN FILTERS	92
5.4	DIE FILTERSTROMREGELUNG	94
5.4.1	<i>Topologie der Filterstromregelung</i>	94
5.4.2	<i>Transformation des Filterstromsollwertvektors</i>	97
5.5	ZWISCHENKREISSPANNUNGSREGELUNG	98
5.5.1	<i>Topologie der Zwischenkreisspannungsregelung</i>	98
5.5.2	<i>Ausgewählte Simulationsergebnisse</i>	99
5.6	NETZSTROMOBERSCHWINGUNGSREGELUNG	100
5.6.1	<i>Topologie der Netzstromoberschwingungsregelung</i>	100
5.6.2	<i>Ausgewählte Simulationsergebnisse</i>	103
6	BEURTEILUNG DES GESAMTSYSTEMS UNTER EINBEZIEHUNG PRAKTISCHER ASPEKTE	106
7	ZUSAMMENFASSUNG	113
8	ANHANG	117
8.1	TECHNISCHE DATEN / KENNGRÖßEN	117
8.1.1	<i>Bezugsgrößen</i>	117
8.1.2	<i>Netz</i>	117
8.1.3	<i>Kompensationsanlage</i>	117
8.1.4	<i>DS-LBO-Anlage</i>	118
8.2	ALLGEMEINE SCHREIBWEISE PHYSIKALISCHER GRÖßEN	119
8.3	VERZEICHNIS DER VERWENDETEN FORMELZEICHEN	120
8.4	VERZEICHNIS DER VERWENDETEN INDIZES	122
8.5	VERZEICHNIS DER VERWENDETEN ABKÜRZUNGEN	124
9	LITERATURVERZEICHNIS	125

1 Einleitung

1.1 Einführung in die Thematik

Moderne Stahlerzeugungsverfahren verwenden zunehmend die Elektroenergie zur Gewinnung der erforderlichen Prozesswärme. Diesem Trend entsprechend entfielen bereits zu Beginn der 90er Jahre rund 28% der Weltstahlproduktion auf die unterschiedlichen Elektrostahlschmelzverfahren. Ein Großteil der durch diese Verfahren hergestellten Massen- und Edelstähle wird dabei unter Nutzung der Pfannenmetallurgie in leistungsstarken Dreh- bzw. Gleichstromlichtbogenöfen (nachfolgend mit DS- bzw. GS-LBO abgekürzt) geschmolzen.

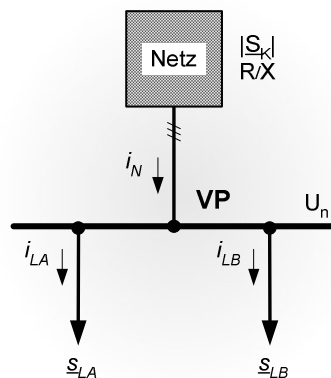


Bild 1.1: Einpoliges Ersatzschaltbild eines einfachen Netzausschnittes

Diese Schmelzöfen werden mit Anschlussleistungen in der Größenordnung von 100 MVA betrieben und besitzen ein Fassungsvermögen von einigen hundert Tonnen. Nach Beendigung des Einschmelzvorganges erfolgt der weitere technologische Prozess oft in leistungsschwächeren Pfannenöfen. Diese besitzen Anschlussleistungen von 10 bis 30 MVA. Durch die Verlagerung des Feinprozesses in den Pfannenöfen ist sowohl eine Schmelzleistungssteigerung als auch eine Verbesserung des Wärmewirkungsgrades erreichbar.

Die Ofenanlagen verursachen aufgrund ihrer stochastischen und nichtlinearen Betriebscharakteristik einen stark verzerrten Laststrom im Elektroenergiesystem (EES). Da jedes reale EES entsprechend Bild 1.1 eine endliche Kurzschlussleistung besitzt, beeinflussen diese Ströme (z.B. der Strom i_{LA}) die Spannungen der Knotenpunkte des EES infolge der Spannungsabfälle über den Netzimpedanzen. Dieser auch als Netzwirkung bezeichnete Mechanismus führt zu einer Minderung der Elektroenergiequalität (EEQ) am Verknüpfungspunkt VP (in der englischsprachigen Literatur auch als Point of Common Coupling - kurz PCC- bezeichnet) der Last mit dem öffentlichen Netz.

Der VP ist dabei entsprechend [1] definiert als die dem betrachteten Verbraucher am nächsten gelegene Stelle im öffentlichen Netz, an der weitere Kunden des öffentlichen Netzes angeschlossen sind oder angeschlossen werden können.

Eine Minderung der EEQ erfolgt entsprechend den derzeit gültigen Normen durch Oberschwingungen, Unsymmetrien und Schwankungen der Spannung am VP. Zur Beurteilung der EEQ an einem bestimmten Netzknoten werden die entsprechenden Qualitätskenngrößen der Knotenspannung ermittelt und mit dem für jede Spannungsebene genormten Grenzwert verglichen. Dabei dürfen die in der Norm definierten Verträglichkeitspegel nicht überschritten werden. Eine zu geringe EEQ beeinflusst das EES und die daran angeschlossenen Verbraucher (z.B. \underline{S}_{LB} entsprechend Bild 1.1) negativ. So führen Oberschwingungen beispielsweise zu Zusatzverlusten in den elektrischen Anlagen und bewirken Fehlfunktionen in mikroelektronischen Baugruppen. Spannungsschwankungen andererseits verursachen störende Leuchtdichteschwankungen bei Glühlampen und sind dann als Flicker messbar. Speziell die Einhaltung der zulässigen Flickerpegel ist bei dem Betrieb von LBO-Anlagen am EES besonders schwierig.

Bestimmend für die Höhe der von einer Last verursachten Netzzrückwirkungen ist nicht nur ihr Betriebsverhalten, sondern entsprechend Bild 1.1 auch die Netzimpedanz im Verknüpfungspunkt. Diese lässt sich aus den Parametern Netzkurzschlussleistung $|\underline{S}_k|$ und dem R_N/X_N -Verhältnis bestimmen, wobei eine hohe Netzimpedanz mit einer niedrigen Kurzschlussleistung korreliert und umgekehrt. Wird der zulässige Verträglichkeitspegel einer EEQ-Kenngröße beim Anschluss einer Last am VP überschritten, so eröffnen sich entsprechend den oben diskutierten Zusammenhängen grundsätzlich zwei unterschiedliche Strategien zur Reduktion der Störeinflüsse.

Die erste Maßnahme besteht in der Erhöhung der Netzkurzschlussleistung bzw. durch die Wahl eines entsprechend niederimpedanten Anschlusspunktes für die LBO-Anlage. Besonders Spannungsschwankungen bzw. die dadurch hervorgerufenen Flicker lassen sich so wirksam reduzieren. Entsprechend der in [1] gegebenen Empfehlung sollte für einen beanspruchungsfreien Betrieb einer Anlage das Verhältnis von Kurzschlussleistung $|\underline{S}_k|$ zur Bemessungsleistung $|\underline{S}_r|$ über 1000 liegen. Bei leistungsstarken Ofenanlagen ergeben sich durch diese Vorgabe sehr hohe Werte für die Kurzschlussleistung des Anschlusspunktes.

Da solche Werte praktisch nur erreichbar sind, wenn der Ofen direkt an das Hochspannungsnetz angeschlossen wird, ist bei den meisten Anlagenstandorten ein aufwendiger Netzausbau unumgänglich. Das wiederum korreliert mit hohen Investitionskosten.

Die Kompensation des verzerrten Laststromes direkt am Ort seiner Entstehung stellt die zweite Maßnahme zur effektiven Reduktion von Netzurückwirkungen dar. Praktisch wird das durch den Zubau von dynamischen Blindleistungskompensationsanlagen erreicht. Die so entstehende Anlagentopologie besteht meist aus einer Parallelschaltung von Kompensations- und LBO-Anlage. Maßgebend für die Höhe der entstehenden Netzurückwirkungen sind bei diesem Konzept neben dem Betriebsverhalten des LBO auch die dynamischen Eigenschaften der Kompensationsanlage. Diese wiederum hängen stark von der verwendeten Regelungsstruktur des Kompensators ab.

1.2 Stand der Technik

1.2.1 Aufbau der Drehstromlichtbogenofenanlage

Der DS-LBO besteht entsprechend Bild 1.2 zunächst aus einem zylindrischen, feuerfesten Ofengefäß (1) mit schwenkbarem Deckel. In diesem befinden sich drei Löcher zur Durchführung der Graphitelektroden (2). Um möglichst gleichmäßige Brennbedingungen zu erreichen, sind die Elektroden geometrisch als gleichseitiges Dreieck angeordnet. Ein weiterer Deckeldurchbruch dient zum Absaugen der Rauchgase. Die Elektroden sind mechanisch an einem Tragarm (5) befestigt. Dieser ist durch einen Hydraulikzylinder höhenverstellbar gelagert, so dass über den Regelungsantrieb (3) der Abstand zwischen Schmelzgut und Elektrode beeinflusst werden kann. Das Stellsignal für den Antrieb liefert der Elektrodenregler. Durch den beschriebenen Regelkreis können die Bogenlängen und damit der Leistungsumsatz im Ofen direkt beeinflusst werden. Dies wiederum korreliert mit homogeneren Brennbedingungen bzw. geringeren Netzurückwirkungen. Die Sekundärseite des Ofentransformators (7) speist den Hochstromkreis der Anlage. Er besteht zunächst aus massiven Kupferstromschienen gefolgt von flexiblen Kupferseilen (6) und den Stromschienen auf den Elektrodenarmen. Die einzelnen Leitungsabschnitte sollten konstruktiv so kurz wie möglich gestaltet werden, da bei leistungsstarken Anlagen im Hochstromkreis Spitzenstromstärken von über 100 kA auftreten können.

Bei der Dimensionierung des Hochstromkreises muss deshalb den Problemen, die aus den Wirbelströmen bzw. dem Stromverdrängungseffekt [17] resultieren, besondere Beachtung geschenkt werden.

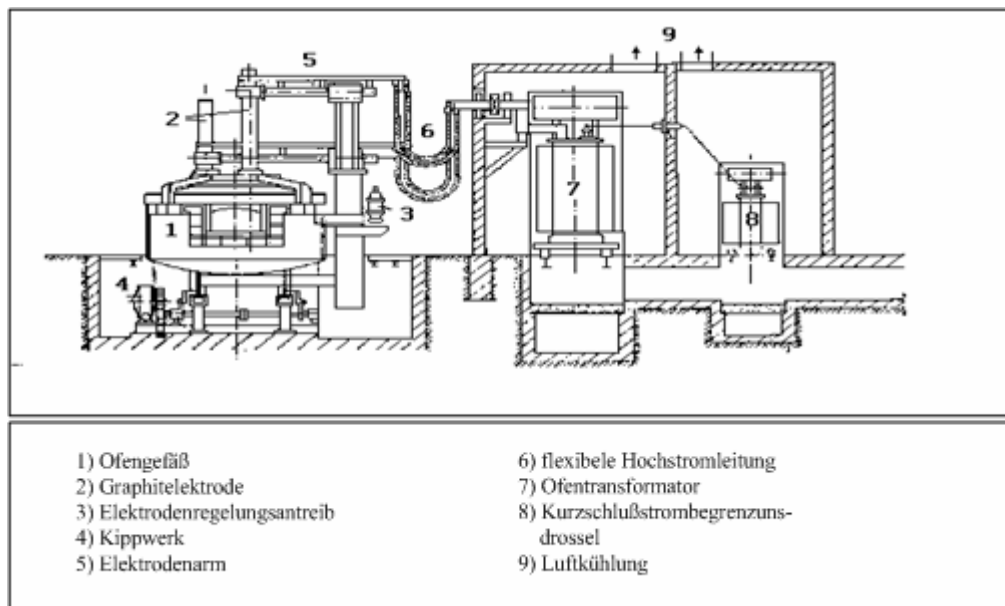


Bild 1.2: Prinzipieller Aufbau eines Drehstromlichtbogenofens

Primärseitig wird der Ofentransformator über die Kurzschlussstrombegrenzungsdrossel (8) und den Ofenschalter mit der Mittelspannungssammelschiene des Stahlwerkes verbunden. Der Ofentransformator ist ein für diesen Einsatzbereich speziell entwickelter Transformator mit besonderen Eigenschaften. Er besitzt überspannungsseitig ein Laststufenschalter mit dem sekundärseitig die Spannungshöhe zwischen 150 und 1000V in 10 bis 30 Stufen variiert werden kann. Die Spannung lässt sich so an die Bedingungen der verschiedenen Schmelzphasen anpassen, wobei beim Einschmelzen der maximale Leistungsumsatz auftritt und somit die höchste sekundärseitige Spannung eingestellt wird.

Zum Schutz der elektrotechnischen Ausrüstung vor den, besonders beim Einschmelzvorgang auftretenden hohen Stromspitzen, dient die Kurzschlussstrombegrenzungsdrossel. Sie ist ebenfalls mit einem Stufenschalter versehen und begrenzt ferner die infolge so genannter Schrottstürze auftretenden Blindstromstöße auf einen zulässigen Wert. Die Drossel wird üblicherweise so dimensioniert, dass auch im Fall eines dreipoligen Elektrodenkurzschlusses der 1,5 bis 2,5fache Transformator-nennstrom nicht überschritten wird. Aus systemtheoretischer Sicht bewirkt die Drossel in Verbindung mit dem Ofentransformator mittelspannungsseitig eine Stromeinprägung der ursprünglich spannungseinprägend wirkenden

Störgröße Bogenspannung. Dieses Systemverhalten muss bei der späteren Konzeption der Kompensationsanlage berücksichtigt werden.

1.2.2 Schaltungstopologie und Regelungsstruktur der Kompensationsanlage

Der Stand der Technik auf dem Gebiet der Blindleistungskompensationsanlagen (BK-Anlage) für einen DS-LBO wird durch die einpolige Ersatzschaltung nach Bild 1.3 charakterisiert. Untersucht man die Schaltungskonzepte ausgeführter Anlagen, so lässt sich feststellen, dass die überwiegende Anzahl der realisierten Kompensationsanlagen gemäß der angeführten Grundstruktur aufgebaut ist. Entsprechend des Blindleistungsbedarfes des DS-LBO muss die Kompensationsanlage neben der Grundschiwungs- auch Unsymmetrie- und Verzerrungsblindleistung kompensieren können, um eine verlustminimale Energieübertragung durch das EES zu sichern.

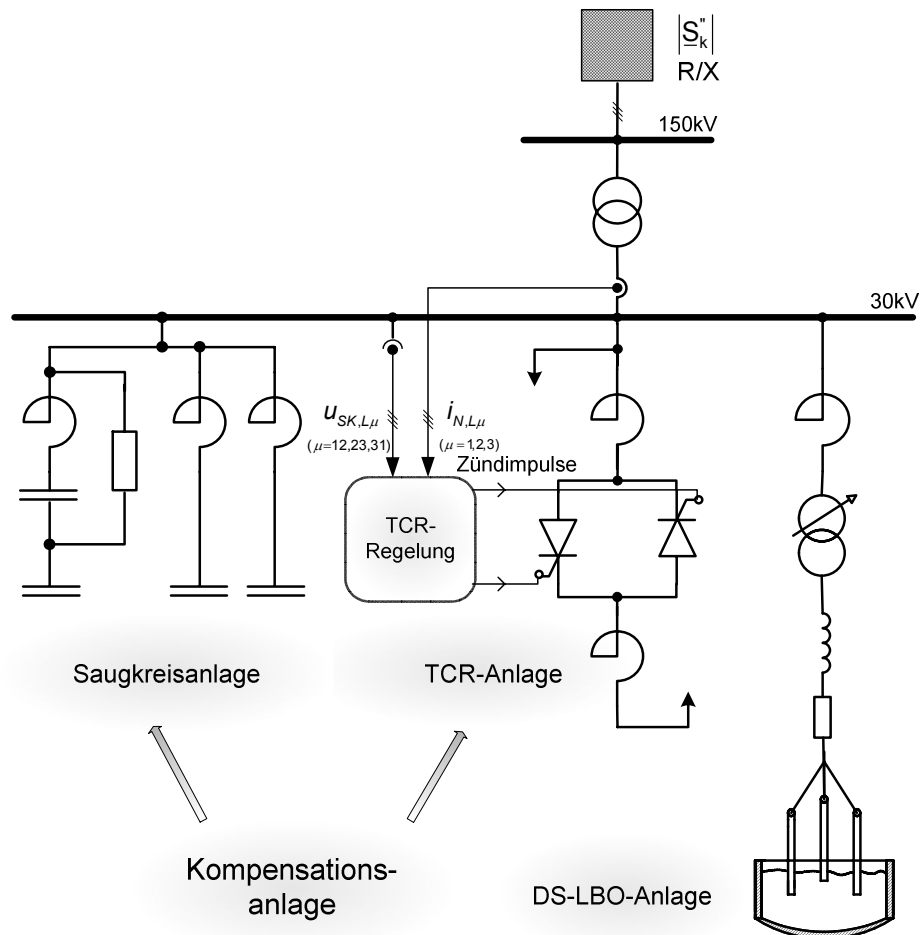


Bild 1.3: Einpoliges Ersatzschaltbild einer Blindleistungskompensationsanlage für ein DS-LBO

Zur Kompensation des Grundswingungsblindleistungsbedarfes der Ofenanlage dient zunächst die Saugkreisanlage (SK-Anlage). Diese besteht entsprechend Bild 1.3 aus Reihenschwingkreisen, deren Resonanzfrequenz f_{res} auf jeweils eine Oberschwingung $v \cdot f_1$ (mit $v = 2, 3 \dots$) abgestimmt ist. Unterhalb ihrer Resonanzfrequenz bzw. bei der Netzfrequenz f_1 verhalten sich diese Saugkreise kapazitiv, was mit einer Abgabe von Grundswingungsblindleistung korreliert. Die installierte Grundswingungsblindleistung der SK-Anlagen wird dabei stets so groß gewählt, dass die Parallelschaltung von SK- und DS-LBO-Anlage in jedem Arbeitspunkt ebenfalls einen kapazitiven Blindstrom an das 30 kV-Mittelspannungsnetz abgibt. Der durch die oben genannte Parallelschaltung entstehende Blindleistungsüberschuss wird von der Regelung der TCR-Anlage (Thyristor Controlled Reactor) erkannt und unter Nutzung des dynamisch einstellbaren, induktiven Blindstromes der TCR-Anlage eliminiert. Durch eine unsymmetrische Ansteuerung der in Dreieck geschalteten Wechselstromsteller ist die TCR-Anlage außerdem noch in der Lage, einen unsymmetrischen Drehstrom (bzw. ein so genanntes Blindstromgegensystem) in das 30 kV-Netz einzuprägen. Dieser wird dabei von der TCR-Regelung gerade so gewählt, dass der Unsymmetrieblindleistungsbedarf der Ofenanlage gedeckt wird.

Bedingt durch den Phasenanschnittbetrieb der einzelnen Wechselstromsteller weist der TCR-Strom einen hohen Oberschwingungsgehalt auf. Die Stromoberschwingungen von TCR- und DS-LBO-Anlage addieren sich entsprechend des Phasenganges der jeweiligen Stromspektren zu einem Summenstrom. Auf die Frequenzen der dominierenden Harmonischen im Amplitudenspektrum des Gesamtstromes sind die Resonanzfrequenzen der Serienschwingkreise der SK-Anlage abgestimmt. Sie besitzen entsprechend ihrer Güte bei diesen Frequenzen eine sehr geringe Impedanz, so dass die Stromharmonischen kurzgeschlossen und somit vom EES ferngehalten werden.

Wie bereits oben dargestellt, wird das Systemverhalten der Blindleistungskompensationsanlage (nachfolgend mit BK-Anlage abgekürzt) auch maßgeblich von der Regelungsstruktur des TCR beeinflusst. Es ist hier jedoch kaum möglich, eindeutig den Stand der Technik für diesen wichtigen Anlagenbestandteil zu definieren, da die Strukturen stark firmenspezifisch sind und diese nur selten Konstruktionsunterlagen offen legen. Rückschlüsse auf die verwendeten Regelungskonzepte können bei dieser Sachlage oft nur durch umfangreiche Messungen an bestehenden Anlagen gezogen werden.

So ist z.B. durch die Auswertung von entsprechenden Messreihen bekannt, dass durch den Einsatz einer dynamischen BK-Anlage eine Reduktion der EEQ-Kenngrößen Flicker und Spannungsunsymmetrie auf 50 bis 60% des Maximalwertes, der ohne TCR-Anlage gemessen wurde, erreichbar ist. Eine Regelungsstruktur, die auf einigen dem Autor bekannten Topologien basiert und mit der zugleich die oben beschriebenen Systemeigenschaften realisierbar sind, ist in Bild 1.4 angegeben.

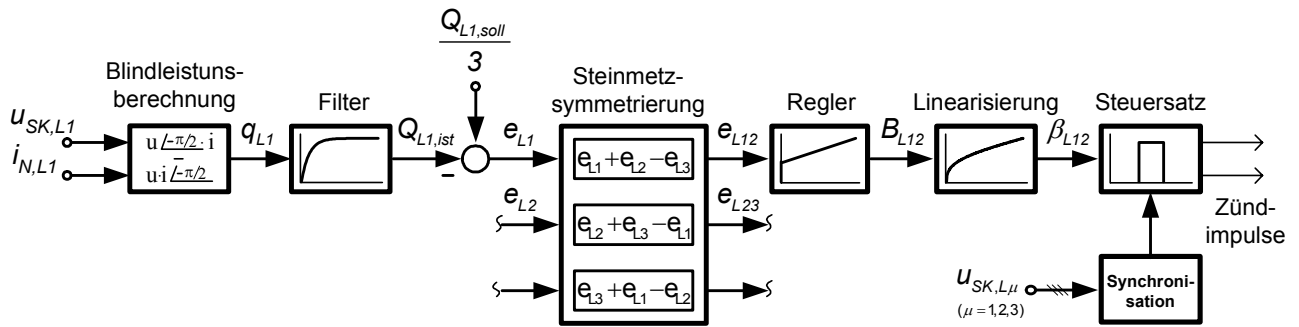


Bild 1.4: Gegenwärtig genutzte Regelungsstruktur

Die gegenwärtig genutzten Regelungen sind meist dreiphasig aufgebaut und bestehen aus drei strukturell völlig äquivalenten Formationen. Damit ist es möglich, die gesamte Regelungsstruktur anhand einer einphasigen Darstellung gemäß Bild 1.4 zu charakterisieren. Der erste Regelungsblock in Bild 1.4 berechnet aus den Größen Saugkreisspannung (Leiter-Erde-Wert) und Netzstrom die phasenbezogene Blindleistung $q_{L1}(t)$ der Gesamtanlage. In dem Spektrum dieser Systemgröße ist die phasenspezifische Grundschwingungsblindleistung als Gleichanteil enthalten. Dieser wird durch das folgende PT_1 -Filter von den übrigen Signalbestandteilen separiert und anschließend einem Summationsblock zugeführt. Er realisiert den Soll-Istwert-Vergleich. Zur Umrechnung der drei Leiter-Erde-Größen e_{L1} bis e_{L3} in die äquivalenten Leiter-Leiter-Größen e_{L12} , e_{L23} und e_{L31} wird der Block „Steinmetzsymmetrierung“ eingesetzt. Die hier berechnete Ausgangsgröße wird danach einem PI-Regler aufgeschaltet, der die Regelabweichung e_{L12} stationär auf den Wert Null regelt. Aus der Stellgröße B_{L12} lässt sich unter Verwendung des Blockes „Linearisierung“ der Löschwinkel β_{L12} ermitteln, der seinerseits als Eingangsgröße für den Steuersatz fungiert. Dieser stellt, unter Nutzung eines geeigneten Synchronisationssignals die Zündimpulse für die Thyristoren des TCR bereit. Das Signal zu Synchronisation der Anlage mit dem Netz enthält eine Information über die Phasenlage der Spannung an der Mittelspannungssammelschiene und wird bei modernen Regelungskonzepten von einem so genannten Phasenregelkreis (Phase Locked Loop oder kurz PLL) erzeugt.

Die gegenwärtig genutzten Konzepte zur Bereitstellung der erforderlichen Blindleistung für eine DS-LBO-Anlage lassen signifikante strukturbedingte Nachteile erkennen. So ist es bei einer bereits installierte Saugkreisanlage nur sehr schwer möglich, deren Parameter an veränderte Betriebsbedingungen anzupassen. Es müssen vielmehr bereits in der Projektierungsphase sämtliche Eventualitäten berücksichtigt werden. Das erfordert zum einen eine tiefgründige Analyse der bestehenden Netzverhältnisse, was mit der Anfertigung einer Netzstudie korreliert. Umfangreiche Messkampagnen werden in diesem Zusammenhang oft erforderlich. Zum anderen ist dazu ein gewisser Weitblick unerlässlich, denn es müssen auch zukünftige Veränderungen im EES Beachtung finden. Auch Parameteränderungen von Baugruppen (Kondensatoren) in Folge von Alterungsprozessen sind zu berücksichtigen. Ist dennoch einmal eine, wenn auch nur geringfügige Änderung der Anlagenparameter notwendig, so ist das stets mit Kosten verbunden.

Aus den getroffenen Aussagen resultiert außerdem, dass die oben beschriebenen SK-Anlagen speziell auf einen entsprechenden Anwendungsfall zugeschnitten werden, und demzufolge jeweils Einzellösungen darstellen. Der Einsatz von Standardbaugruppen seitens der Hersteller ist unter diesen Bedingungen nur eingeschränkt möglich.

Bei ausgeführten Anlagen konnte weiterhin festgestellt werden, dass durch diese -trotz ausreichend vorhandener Reserve an Grundsicherungsblindleistung- nur eine unzureichende Flickerdämpfung erfolgte. Dieses Phänomen lässt nach Ansicht des Autors auf strukturbedingte Mängel bei den verwendeten Regelungstopologien der TCR-Anlagen schließen. So enthält beispielsweise die Topologie gemäß Bild 1.4 keinerlei Strukturelemente, die zu der Hoffnung Anlass geben, dass im flickerrelevanten Spektralbereich eine ausreichende Dynamik der Anlage gesichert werden kann.

1.3 Zielstellung der Arbeit

Ausgehend vom Stand der Technik und unter Beachtung der aufgedeckten Unzulänglichkeiten leistet die vorliegende Arbeit einen Beitrag zur Verbesserung der Betriebseigenschaften von Kompensationsanlagen für leistungsstarke Verbraucher mit ausgeprägt nichtlinearer Strom-Spannungs-Charakteristik.

Am Beispiel einer DS-LBO-Anlage soll aufgezeigt werden wie durch den Einsatz einer hybriden Kompensatortopologie, die teils aus aktiven und teils aus passiven Strukturelementen besteht, eine Verbesserung des Systemverhaltens dieser Kompensationsanlagen erreicht werden kann.

Damit die im vorherigen Kapitel aufgedeckten Defizite seitens der Regelstruktur behoben werden können, ist zunächst eine vertiefende Analyse wichtiger EEQ-Kenngrößen, namentlich sei in diesem Zusammenhang vor allem der Flicker genannt, notwendig. Eine auch aus Sicht der Systemtheorie korrekte Beschreibung dieser Kenngröße ist folgerichtig auch eines der Ziele der vorliegenden Arbeit. Aufbauend auf den so gewonnenen Erkenntnissen ist anschließend der zielgerichtete Entwurf einer an diese Problematik optimal angepassten Kompensatorregelung möglich. Der dabei zu entwickelnde frequenzselektive Lösungsansatz sollte außerdem auf ein breites Spektrum möglicher Kompensationsaufgaben übertragbar sein. Gemäß dieser Forderung ist die Entwicklung eines innovativen und speziell auf die Belange der Oberschwingungs- bzw. Flickerproblematik zugeschnittenen Regelungskonzept ein Hauptziel der vorliegenden Arbeit.

Ein weiteres Anliegen der Arbeit besteht darin, die vorwiegend in der elektrischen Antriebstechnik entwickelten Analysemethoden für dreiphasige Drehstromsysteme aufzugreifen und konsequent auf die hier zu bearbeitende Problematik anzuwenden. Durch Nutzung der dabei zu erwartenden Synergieeffekte ist ebenfalls eine Verbesserung der Kompensatordynamik denkbar. So ist z.B. unter Nutzung der dort gebräuchlichen Raumvektordarstellung von Zustandsgrößen die Erstellung eines Blockschaltbildes der Regelstrecke möglich, wodurch ein tiefer Einblick in die dynamischen Eigenschaften der Strecke gewährt wird. Dadurch wird garantiert, dass die jeweils beste Regelungstopologie zielsicher ermittelt werden kann.

Ausgehend von der zu lösenden Kompensationsaufgabe soll weiterhin aufgezeigt werden, wie durch Nutzung von netzwerktheoretischen Erkenntnissen der Entwurf einer hybriden Filterstruktur gelingt. Durch den Einsatz einer solchen Filtertopologie können dabei sowohl die Vorteile von konventionellen und in der Praxis erprobten Lösungen beibehalten als auch durch Nutzung von zukunftsweisenden Lösungsansätzen solche Parameter wie Dynamik, Flexibilität und Regelbarkeit der Kompensationsanlage wesentlich verbessert werden.

Die im vorherigen Kapitel aufgedeckten Nachteile der konventionellen Kompensatortopologien, die zum Teil auch auf der mangelnden Flexibilität der SK-Anlagen beruhen, lassen sich durch das hybride Filterkonzept komplett vermeiden. Auch die Hoffnung, für dieses Konzept verstärkt Standardbaugruppen einsetzen zu können, scheint unter diesen Bedingungen gerechtfertigt. Aus anlagentechnischer Sicht liegen die Vorteile der zu entwickelnden Topologie, deren aktive Komponenten teils auf konventioneller aber dafür sehr leistungsstarker Thyristortechnik teils auf moderner selbstgeführter Umrichtertechnik basiert, vor allem in der zu erwartenden Bauleistungsreduktion des zur Oberschwingungskompensation eingesetzten Wechselrichters. Eine Zielstellung dieser Arbeit besteht deshalb auch darin, aufzuzeigen, dass der Einsatz von selbstgeführter Umrichtertechnik zur Kompensation von Oberschwingungen auch im Grenzleistungsbereich möglich und wirtschaftlich vertretbar sein kann. Die in der Arbeit getroffenen Aussagen werden dabei stets durch aussagekräftige Simulationsergebnisse untermauert.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Koordinatentransformation von Systemgrößen

Für das Verständnis dieser Arbeit sind zum Teil nicht allgemeingebäuchliche Kenntnisse auf dem Gebiet der Koordinatentransformation von dreiphasigen Systemgrößen unerlässlich. Deshalb werden, aufbauend auf [2] und [21], die wichtigsten Zusammenhänge des Themenkomplexes nachfolgend kurz dargestellt.

Für die dreiphasige Systemgröße $\mathbf{v}_{L\mu}$ ($\mu = 1, 2, 3$) eines symmetrischen Drehstromsystems lässt sich entsprechend Gl. (2.1) eine Transformationsmatrix $[\mathbf{T}_M]^{-1}$ ermitteln, mit der eine Diagonalisierung der Systemmatrix der transformierten Zustandsgleichungen erreicht werden kann.

$$\begin{pmatrix} v_{M1} \\ v_{M2} \\ v_{M3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{M11} & t_{M12} & t_{M13} \\ t_{M21} & t_{M22} & t_{M23} \\ -(t_{M11} + t_{M21}) & -(t_{M12} + t_{M22}) & t_{M13} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} v_{L1} \\ v_{L2} \\ v_{L3} \end{pmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{v}_M = [\mathbf{T}_M]^{-1} \cdot \mathbf{v}_L \quad (2.1)$$

Diese auch als Modaltransformation bezeichnete Koordinatentransformation überführt die natürlichen Komponenten einer Systemgröße ($\mathbf{v}_{L\mu}$) in die modalen Komponenten ($\mathbf{v}_{M\mu}$). In den modalen Koordinaten lassen sich im Fall symmetrischer Übertragungselemente für das EES entkoppelte Ersatzschaltbilder entwickeln, die eine korrekte und zugleich sehr überschaubare Beschreibung der Systemgrößen eines Modes erlauben. Wie sich später noch zeigen wird, unterstützen diese Schaltbilder den Entwurfsprozess, der für die Entwicklung einer optimierten Regelungsstruktur notwendig ist, wesentlich. Eine der wohl bekanntesten Transformationsmatrizen, die eine Diagonalisierung der modalen Systemmatrix bewirkt, ist nachfolgend aufgeführt.

$$[\mathbf{T}_b]^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Sie dient zur Bestimmung der Diagonal- oder $\alpha, \beta, 0$ -Komponenten der Systemgröße ($\mathbf{v}_{L\mu}$). Verschwindet nach der Koordinatentransformation entsprechend Gl. (2.3) die Nullkomponente bzw. die homopolare Größe so, bezeichnet man das verbleibende Dreiphasensystem als bisymmetrisch.

$$v_0 = \frac{1}{3} \cdot \sum_{\mu=1}^3 v_{L\mu} = 0 \quad (2.3)$$

In dem speziellen Fall sind, wie z.B. bei den Systemgrößen der Topologie gemäß Bild 3.7 ebenfalls, jeweils nur noch zwei Komponenten der Größe voneinander unabhängig. Daher sind diese beiden für die systemtheoretische Beschreibung eines solchen Dreiphasensystems vollkommen ausreichend. Eine besonders einfache und übersichtliche Darstellung eines bisymmetrischen Systems gelingt, wenn die beiden verbleibenden unabhängigen Diagonalkomponenten zu einer gemeinsamem komplexen Größe zusammengefasst werden. Die Definitionsgleichung für die als Raumvektor (künftig oft mit RV abgekürzt) bezeichnete Systemgröße ist nachfolgend angegeben.

$$\underline{\vec{v}}(t) = \frac{2}{3} \left(v_{L1} + \underline{a} \cdot v_{L2} + \underline{a}^2 \cdot v_{L3} \right) = v_\alpha + jv_\beta = |\underline{\vec{v}}| e^{j\varphi_{\underline{\vec{v}}}} \quad (2.4)$$

Wobei \underline{a} entsprechend Gl. (2.5) als komplexer Drehoperator definiert ist.

$$\underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.5)$$

Die Gleichung kennzeichnet zugleich den Zusammenhang zwischen dem Raumvektor (in kartesischer Darstellung) und den oben beschriebenen Diagonalkomponenten. Der Real- bzw. Imaginärteil eines Raumvektors in ruhenden Koordinaten ist definitionsgemäß identisch mit der α - bzw. β -Komponente einer Systemgröße.

Durch Multiplikation des RV mit dem konjugiertkomplexen Einheitsraumvektor entsprechend Gl. (2.6) lässt sich eine Transformation des Vektors in ein mit Netzfrequenz umlaufendes Koordinatensystem durchführen. Der dabei entstehende ruhende Vektor wird nachfolgend, wie aus Identität (2.6) ersichtlich, mit einem hochgestellten Strich (gestrichener Vektor) gekennzeichnet.

$$\underline{\vec{v}}' = \underline{\vec{v}} \cdot e^{-j\Omega_1 t} = v_d + jv_q \quad (2.6)$$

Zerlegt man den Raumvektor in dem mit der Netzkreisfrequenz ($\Omega_1 = 2\pi \cdot f_1$) umlaufenden Koordinatensystem in Real- bzw. Imaginärteil, so ergeben sich entsprechend der oben angeführten Beziehung die Längs- (d-) bzw. Quer- (q-) Komponente der bekannten Parkschen Komponenten (Zwei-Achsen-Komponenten).

Für bestimmte Betrachtungen vorteilhaft erweist sich die Tatsache, dass in diesem Koordinatensystem der RV des Grundschwingungsmitsystems ruht. Die d- und die q-Komponente dieses Vektors sind demzufolge im stationären Zustand Gleichgrößen.

Eine Rücktransformation des Raumvektors in natürliche Koordinaten ist mit Gl. (2.7) möglich. Man erhält dadurch wieder die ursprünglichen Leiter-Erde-Systemgrößen.

$$\begin{pmatrix} v_{L1} \\ v_{L2} \\ v_{L3} \end{pmatrix} = \left(\operatorname{Re} \left\{ \underline{\vec{v}} \cdot \begin{pmatrix} I \\ \underline{a}^2 \\ \underline{a} \end{pmatrix} \right\} \right) = \left(\operatorname{Re} \left\{ \underline{\vec{v}}' e^{j\Omega_L t} \cdot \begin{pmatrix} I \\ \underline{a}^2 \\ \underline{a} \end{pmatrix} \right\} \right) \quad (2.7)$$

Im Fall eines bisymmetrischen Dreiphasensystems ermöglicht die Raumvektorschreibweise der Systemgrößen eine effektive Definition der momentanen Scheinleistung. Real- und Imaginärteil dieser komplexen Größe ist entsprechend Gl. (2.8) die momentane Wirk- bzw. Blindleistung.

$$\underline{s}(t) = \frac{3}{2} \left(\underline{\vec{u}} \cdot \underline{\vec{i}}^* \right) = \frac{3}{2} \left(\underline{\vec{u}}' \cdot \underline{\vec{i}}'^* \right) = p + jq \quad (2.8)$$

2.2 Netzurückwirkungen

In diesem Kapitel folgen einige grundsätzliche Gedanken in Bezug auf die Netzurückwirkungen. Die zum Teil nicht normkonformen Ausführungen sind zum späteren Verständnis der Regelungsstrukturen der Kompensatoren wichtig.

2.2.1 Oberschwingungen und Unsymmetrien

Sowohl die natürlichen als auch die modalen Komponenten einer Systemgröße sind im Zeit- und im Frequenzbereich darstellbar. Zur Überführung eines kontinuierlichen, aperiodischen Signals $v(t)$ in den Frequenzbereich wird die Fouriertransformation eingesetzt. Die fouriertransformierte von $v(t)$ bzw. die so genannte Spektralfunktion $V(f)$ wird im allgemeinen Fall durch ihre Amplitudendichte repräsentiert. Nur im speziellen Fall eines zeitlich periodischen Signals erhält man nach der Transformation in den Frequenzbereich ein diskretes Linienspektrum.

Die in der Norm genannten Verträglichkeitspegel für die jeweiligen Spannungsüberschwingungen basieren auf der Fourieranalyse der Systemgröße in natürlichen Koordinaten. Eine andere Möglichkeit der Darstellung einer Systemgröße im Frequenzbereich eröffnet sich durch die Fouriertransformation ihrer modalen Komponenten. Auch in diesem Zusammenhang besticht die harmonische Analyse des Raumvektors einer Systemgröße entsprechend Gl. (2.9) durch Einfachheit und Anschaulichkeit.

$$\underline{\bar{v}}(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \underline{\hat{V}}_{\nu} \cdot e^{j\nu\Omega t} \quad \text{mit} \quad \underline{\hat{V}}_{\nu} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \underline{\bar{v}}(t) \cdot e^{-j\nu\Omega t} dt \quad (2.9)$$

Die oben angeführte Beziehung sagt aus, dass ein periodischer Raumvektor mit der Periodendauer T durch eine Summe von Vektoren mit komplexer Amplitude beschrieben werden kann, die jeweils entsprechend ihrer Ordnungszahl mit konstanter Winkelgeschwindigkeit in mathematisch positiver (+ν) bzw. negativer Drehrichtung (-ν) umlaufen. Der Raumvektor mit positiver Drehrichtung charakterisiert dabei das Mitsystem der νten Harmonischen. Eine negative Ordnungszahl kennzeichnet jeweils ein Gegensystem. Aus dem Spektrum des Raumvektors können problemlos ausgewählte EEQ-Kenngrößen abgeleitet werden. So lässt sich z.B. der Gegenspannungsunsymmetriegrad einer entsprechenden Harmonischen durch das nachfolgend angegebene Verhältnis charakterisieren.

$$v_{\nu(g)} = \frac{|\underline{\hat{V}}_{(-\nu)}|}{|\underline{\hat{V}}_{(+\nu)}|} \quad \text{mit} \quad \nu = 1, 2, 3... \quad (2.10)$$

Zur Beurteilung des transienten Verhaltens von Oberschwingungen scheint der Frequenzbereich weniger geeignet, da die dafür notwendigen Amplitudendichtefunktionen unanschaulich und somit von geringer Aussagefähigkeit sind. Besonders zur Beurteilung der Dynamik von Regelkreisen zur selektiven Eliminierung von Oberschwingungen wird in der Arbeit, wie in der Regelungstechnik allgemein üblich, der Zeitbereich verwendet. Hier wiederum ist die Darstellung einer Systemgröße als gestrichener bzw. ruhender RV (vgl. Gl. (2.6)) vorteilhaft, weil man direkt aus den Sprungantworten der Vektorkomponenten solche regelungsspezifischen Kenngrößen wie Anstiegs-, Einschwing- und Ausregelzeit u.a. ablesen kann. An dieser Stelle sei nochmals darauf verwiesen, dass die nicht netzfrequenten Anteile im Spektrum einer Systemgröße in umlaufenden Koordinaten als Abweichung vom Gleichwert interpretierbar sind.

2.2.2 Spannungsänderungen

Die Spannungsänderung ist laut [15] als Erhöhung oder Abnahme des Spannungseffektivwertes aufgrund von Änderungen der Gesamtlast in einem Verteilnetz oder in einem Teil des Verteilnetzes definiert. Einige mathematische Zusammenhänge, die zur systemtheoretischen Charakterisierung dieser Kenngröße beitragen, sollen zunächst unter Nutzung von Bild 2.1 abgeleitet werden.

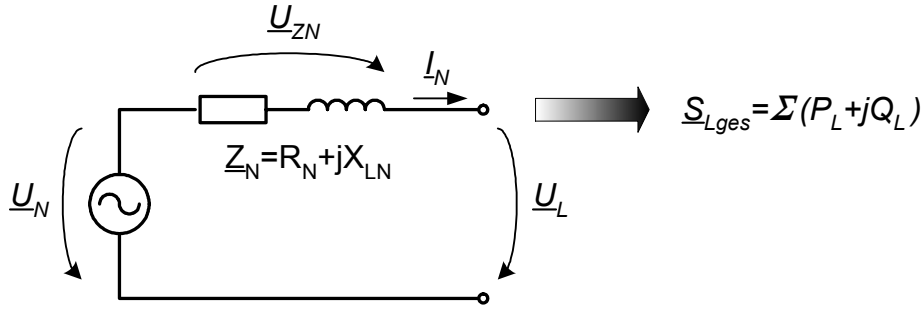


Bild 2.1: Netzersatzschaltbild

Das Bild 2.1 kennzeichnet das Raumvektorsatzschaltbild des Netzausschnittes gemäß Bild 1.1 im Frequenzbereich, wobei als treibende Spannung die komplexe Amplitude der netzfrequenten Harmonischen (+n) des Netzspannungsraumvektors eingesetzt wird. Dieses Ersatzschaltbild (kurz ESB) ist identisch mit dem Mitsystem-ESB des Netzausschnittes in symmetrischen Komponenten. Es ist deshalb nachfolgend zulässig mit komplexen Effektivwertzeigern zu operieren. Von Interesse sei zunächst der Einfluss des Netzstromes \underline{I}_N auf den Spannungsabfall über der Netzimpedanz \underline{U}_{ZN} . Unter Nutzung der komplexen Rechnung lässt sich Gl. (2.11) ableiten. Dabei wird von einem ohmsch-induktiven Netzstrom ausgegangen.

$$\underline{U}_{ZN} = \underline{I}_N \cdot \underline{Z}_N = |\underline{I}_N| \cdot (\cos \varphi_{Z_L} - j \sin \varphi_{Z_L}) \cdot (R_N + jX_N) \quad (2.11)$$

Andererseits kann der Grundschwingungsscheinleistungsbedarf der Last durch die Identität (2.12) bestimmt werden.

$$\underline{S}_L = |\underline{S}_L| \cdot (\cos \varphi_{Z_L} + j \sin \varphi_{Z_L}) = P_L + jQ_L \quad \text{mit} \quad |\underline{S}_L| = |\underline{U}_L| \cdot |\underline{I}_N| \quad (2.12)$$

Eliminiert man im nachfolgenden Schritt aus der Beziehung (2.11) unter Nutzung der Gl. (2.12) die Lastwinkel, so ergibt sich folgende Identität für den Spannungsabfall über der Netzimpedanz.

$$\underline{U}_{ZN} = \frac{1}{|\underline{U}_L|} \cdot (R_N P_L + X_N Q_L + j(X_N P_L - R_N Q_L)) = U_I + jU_q \quad (2.13)$$

Dabei soll auch hier, wie in der elektrischen Energietechnik üblich, der Real- bzw. der Imaginärteil dieser komplexen Größe als Längs- bzw. Querspannungsabfall bezeichnet werden. Durch Aufstellung der Machengleichung (2.14) lässt sich der Einfluss des Leistungsflusses auf die Systemgröße Lastspannung herleiten.

$$|\underline{U}_L| = \underline{U}_N - \underline{U}_{ZN} \quad (2.14)$$

Wobei entsprechend Bild 2.2 der Zeiger der Lastspannung auf die reelle Achse gelegt wurde.

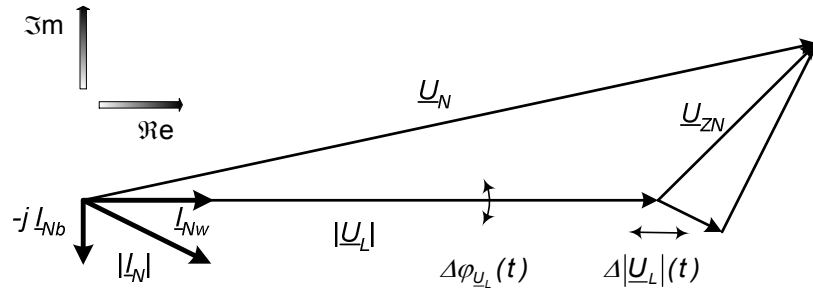


Bild 2.2: Zeigerdiagramm für die Spannungen gemäß Netzersatzschaltbild 2.1

Unter Nutzung der oben hergeleiteten Beziehungen ist nun die Berechnung aller Systemgrößen im Frequenzbereich möglich. Nach Multiplikation des komplexen Effektivwertzeigers mit dem rotierenden Einheitsvektor und anschließender Rücktransformation gemäß Gl. (2.7) in natürliche Koordinaten kann für das Grundschwingungsmitsystem der Größe „Lastspannung“ im Zeitbereich geschrieben werden:

$$u_{L,t}(t) = \sqrt{2} |\underline{U}_L| \cdot \cos(\Omega_1 t) \quad \text{mit} \quad \Omega_1 = 2\pi f_1. \quad (2.15)$$

Die vorstehend abgeleiteten Zusammenhänge kennzeichnen den stationären Arbeitspunkt der Schaltung nach Bild 2.1, der durch den Gleichwert der zeitvarianten Scheinleistung entsprechend Gl. (2.8) charakterisiert wird. Dabei ist die Mittelwertbildung über die Dauer eines typischen Betriebszyklus der Last vorzunehmen. Demnach kommt es immer dann zu einer Spannungsabweichung, wenn der momentane Leistungsbedarf der Last vom mittleren Leistungsfluss abweicht.

Nachfolgend wird deshalb untersucht, welche Wirkung eine solche infinitesimale Abweichung auf den Spannungsabfall \underline{U}_{ZN} hat. Um dieses Ziel zu erreichen, werden zunächst die folgenden partiellen Ableitungen gebildet.

$$\frac{\partial \underline{U}_{ZN}}{\partial \underline{P}_L} = \frac{1}{|\underline{U}_L|} \cdot (R_N + jX_N) ; \quad \frac{\partial \underline{U}_{ZN}}{\partial \underline{Q}_L} = \frac{1}{|\underline{U}_L|} \cdot (X_N - jR_N) \quad (2.16)$$

$$\Delta \underline{U}_{ZN}(t) = \frac{\partial \underline{U}_{ZN}}{\partial \underline{P}_L} \cdot \Delta \underline{P}_L(t) + \frac{\partial \underline{U}_{ZN}}{\partial \underline{Q}_L} \cdot \Delta \underline{Q}_L(t) \quad (2.17)$$

Nach der Substitution der partiellen Ableitungen in Gl. (2.17) mit den soeben abgeleiteten Identitäten (2.16) kann für die infinitesimal kleine Änderung des Spannungsabfalls über der Netzimpedanz der Ausdruck (2.18) gefunden werden.

$$\Delta \underline{U}_{ZN} = \frac{1}{|\underline{U}_L|} \cdot (R_N \Delta \underline{P}_L + X_N \Delta \underline{Q}_L + j(X_N \Delta \underline{P}_L - R_N \Delta \underline{Q}_L)) = \Delta \underline{U}_l + j \Delta \underline{U}_q \quad (2.18)$$

Es ergibt sich aus Gl. (2.18) a priori, dass die zeitliche Änderung der Spannung \underline{U}_{ZN} auch eine zeitvariante Lastspannung zur Folge hat. Untersucht man unter Nutzung der oben verwendeten mathematischen Analysemethoden, welchen Einfluss eine infinitesimale Scheinleistungsänderung auf die Maschengleichung (2.14) hat, so lässt sich herleiten:

$$\Delta \underline{U}_N = \Delta \underline{U}_{ZN} + \Delta \underline{U}_L = 0. \quad (2.19)$$

Das Nullsetzen der Gl. (2.19) ist bei einer starren Netzspannung zulässig, da in diesem Fall eine Lastflussänderung keinen Einfluss auf den Netzspannungszeiger ausübt. Demzufolge wird, gemäß Beziehung (2.20), die gesamte Lastspannungsänderung von der Änderung des Spannungsabfalls über der Netzimpedanz hervorgerufen.

$$\Delta \underline{U}_L(t) = -\Delta \underline{U}_{ZN} = |\Delta \underline{U}_L|(t) \cdot e^{j\Delta\varphi_{\underline{U}_L}(t)} \quad (2.20)$$

Entsprechend den oben angestellten Überlegungen ist der resultierende Lastspannungszeiger als Summe eines statischen und eines sich zeitlich ändernden Zeigers darstellbar (Gl. (2.21)). Der statische Zeiger kann dabei in völliger Analogie zu Gl. (2.14) berechnet werden.

$$\underline{U}_L(t) = |\underline{U}_L| + |\Delta \underline{U}_L|(t) \cdot e^{j\Delta\varphi_{\underline{U}_L}(t)} \quad (2.21)$$

Der resultierende Lastspannungszeiger ändert entsprechend Bild 2.2 sowohl seine Amplitude als auch die Phasenlage gegenüber der Netzspannung. Die Rücktransformation der komplexen Größe in den Zeitbereich ist wiederum mit dem oben verwendeten Formalismus möglich. Für die Leiter-Erde-Spannung der ersten Phase in natürlichen Koordinaten ergibt sich:

$$u_{L,L1}(t) = \sqrt{2} (|\underline{U}_L| \cdot \cos(\Omega_1 t) + |\Delta \underline{U}_L|(t) \cdot \cos(\Omega_1 t + \Delta\varphi_{\underline{U}_L}(t))) \quad (2.22)$$

Die Gl. (2.22) beschreibt aus systemtheoretischer Sicht ein durch die Leistungsfluktuationen sowohl amplituden- als auch frequenzmoduliertes Signal, wobei der erste Summand in der Nachrichtentechnik auch als Trägerschwingung bezeichnet wird.

Im Frequenzbereich wird der zweite Summand durch ein unteres bzw. oberes Seitenband, welches sich links bzw. rechts von der Spektrallinie des Trägers befindet, charakterisiert. Ihre Bandbreite resultiert aus dem Spektrum der Delta-Größen gemäß Gl. (2.22). Diese Überlegungen zeigen deutlich, dass eine geschlossene mathematische Beschreibung des Systemverhaltens sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich schwierig ist. Die nachfolgend diskutierten Näherungsbeziehungen beheben, unter Einschränkung der Allgemeingültigkeit, diesen Nachteil. Zunächst werden die Änderungen des Querspannungsabfalls aus Gl. (2.18) vernachlässigt. Dieser Schritt ist exakt gültig, wenn die nachfolgende Identität erfüllt ist.

$$R_N/X_N = \Delta P_L/\Delta Q_L \quad (2.23)$$

Die Gültigkeit dieser Gleichung ist für eine DS-LBO-Anlage anhand von P-Q-Diagrammen nachweisbar [19]. Für die Lastspannungsänderung lässt sich deshalb in Anlehnung an Gl. (2.20) der folgende Zusammenhang ermitteln.

$$\Delta \underline{U}_L \approx -\frac{1}{|\underline{U}_L|} \cdot (R_N \Delta P_L + X_N \Delta Q_L) = \Delta U_I = \Delta U_L \quad (2.24)$$

Hieraus kann durch Betragsbildung und Multiplikation mit dem Kehrwert des Lastspannungsbetrages die Gleichung für die relative Spannungsänderung $d(t)$ hergeleitet werden.

$$d(t) = \frac{|\Delta \underline{U}_L|}{|\underline{U}_L|} = (r_N \Delta P_L + x_N \Delta Q_L) \quad \text{mit} \quad r_N = \frac{R_N}{|\underline{U}_L|^2} \quad \text{und} \quad x_N = \frac{X_N}{|\underline{U}_L|^2} \quad (2.25)$$

Anhand dieser Beziehung ist die starke Abhängigkeit der Größe d vom Arbeitspunkt bzw. von der betrachteten Spannungsebene nachweisbar. Die bezogenen Impedanzen und somit die relative Spannungsänderung verringern sich bei Verlagerung des VP auf eine höhere Spannungsebene quadratisch.

Unter den oben getroffenen Vereinbarungen resultiert aus Belastungsänderungen näherungsweise nur noch eine Längenänderung des Lastspannungszeigers (vgl. Bild 2.2). Dieser Sachverhalt korreliert entsprechend Gl. (2.26) mit einer rein amplitudenmodulierten Systemgröße im Zeitbereich.

$$u_{L,1}(t) = \sqrt{2} |\underline{U}_L| (1 + d(t)) \cdot \cos(\Omega_1 t) \quad (2.26)$$

Eine weitere Vereinfachung der abgeleiteten Zusammenhänge ist unter Beachtung der typischen Impedanzwinkel der Betriebsmittel in einer Spannungsebene möglich.

Diese liegen bei 110-, 220- und 380-kV-Netzen in dem Bereich von 75°-85° [1], so dass die Reaktanz X_N um weniger als 3% von der Impedanz $|Z_N|$ abweicht. Berechnet man zu diesen Betriebswinkeln die entsprechenden R/X-Verhältnisse, so ergeben sich Zahlenwerte von $R/X=0.09\ldots 0.27$. Selbst in einem Mittelspannungsnetz kann mit ähnlichen Verhältnissen gerechnet werden, wenn dessen Speisung über einen leistungsstarken Transformator (im MVA-Bereich) erfolgt. Diesen Umstand berücksichtigend, lässt sich Ungleichung (2.27) schlussfolgern.

$$r_N \Delta P_L \ll x_N \Delta Q_L \quad (2.27)$$

Demnach kann unter den oben genannten Bedingungen die relative Spannungsabweichung näherungsweise nach Gl. (2.28) berechnet werden.

$$d(t) \approx x_N \cdot \Delta Q_L \quad (2.28)$$

Das heißt, die Amplitudenmodulation der Lastspannung erfolgt in Hochspannungsnetzen im wesentlichen durch die fluktuierende Blindleistungsaufnahme der Last.

2.2.3 Flicker

Wird eine Glühlampe an eine amplitudenmodulierte Spannungsquelle angeschlossen, so führt das entsprechend der nachfolgend dargestellten Wirkungskette zunächst zu Fluktuationen in ihrer Leistungsaufnahme (ΔP).

$$p(t) \sim u(t)^2 = P + \Delta P \Rightarrow \vartheta + \Delta \vartheta \Rightarrow \Phi + \Delta \Phi \quad (2.29)$$

Daraus resultieren Schwankungen der Wendeltemperatur ($\Delta \vartheta$), die wiederum mit Lichtstromfluktuationen ($\Delta \Phi$) korrelieren. Die sich daraus ergebenden Helligkeitsschwankungen werden vom Menschen wahrgenommen und als störend empfunden. Wobei der dabei im Gehirn entstehende subjektive Eindruck entsprechend [1] als Flicker bezeichnet wird. Ein Gerät zur messtechnischen Erfassung und Quantifizierung dieser Kenngröße ist das Flicker-meter, dessen Messprinzip in [16] genormt ist. Es bildet die Wirkungskette „Lampe-Auge-Gehirn“ nach und bewertet die momentane Flickerempfindung statistisch. Durch die statistische Auswertung des Momentanwertes wird dabei unter Nutzung des Pst-Störbewertungsverfahrens der Flickerstörfaktor Ast ermittelt. Für diese EEQ-Kenngröße existieren in der Literatur [1] Verträglichkeitspegel, die für Netze gültig sind, an denen unmittelbar Beleuchtungsanlagen betrieben werden. Die jeweils zulässigen Pegel sind außerdem noch von der zu betrachtenden Spannungsebene abhängig.

Ein Ausschnitt aus dem Blockschaltbild des Flickermeteralgorithmus ist in Bild 2.3 dargestellt. Diese Struktur ermöglicht die Bestimmung des momentanen Flickerpegels $pf(t)$.

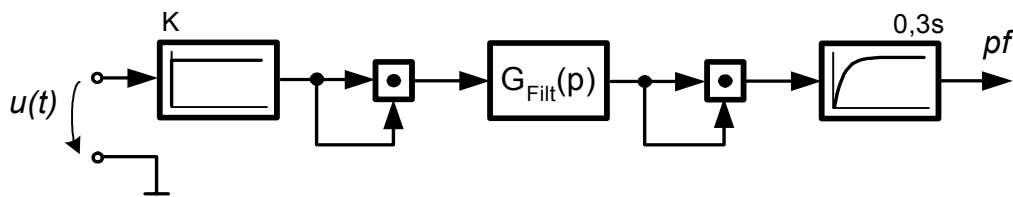


Bild 2.3: Vereinfachte Blockstruktur zur Bestimmung des momentanen Flickerpegels

Sie enthält eingangsseitig zunächst einen Verstärker zur Normierung des Eingangssignals. Der Verstärkungsfaktor K wird dabei so gewählt, dass der mittlere Effektivwert der Netzspannung einem internen Referenzniveau entspricht. Flickermessungen können so unabhängig von der tatsächlichen Netzspannung vorgenommen und die Messwerte als normierte Größe dargestellt werden. Anschließend erfolgt die Quadrierung der bezogenen Spannung, was im Frequenzbereich einer Faltung des Signalspektrums mit sich selbst entspricht. In einem darauf folgenden Schritt wird das Signal einem Gewichtungsfiler zugeführt, dessen Betragskennlinie in Bild 2.4 abgebildet ist.

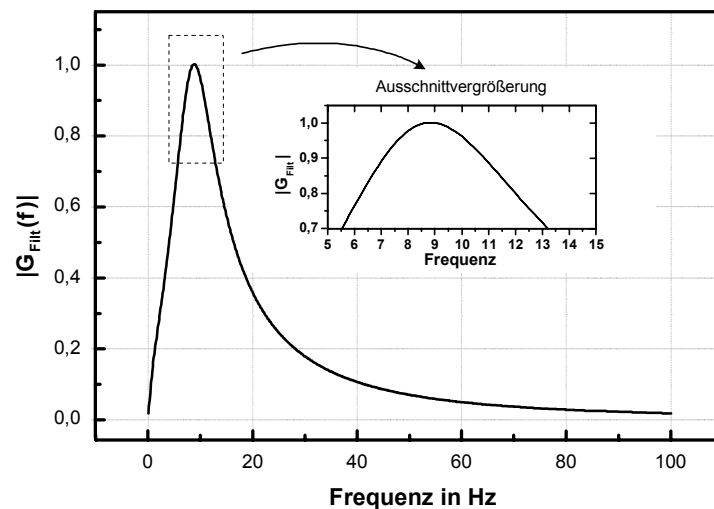


Bild 2.4: Betragskennlinie des Gewichtungsfilters

Anhand der in dieser Darstellung enthaltenen Ausschnittvergrößerung lässt sich die Bandbreite des Filters abschätzen. Bedingt durch die relativ geringe Bandbreite des Durchlassbereiches kann man das Gewichtungsfiler auch als schmalbandiges Bandpassfilter mit einer Bandmittenfrequenz von 8,8 Hz bezeichnen. Das gefilterte Signal steuert nachfolgend einen zweiten Quadrierer an, der danach das Ausgangssignal an einen Tiefpassfilter erster Ordnung abgibt.

Unter Nutzung eines geeigneten Testsignals soll nachfolgend der Signalfluss im Flickermeter vertiefend betrachtet werden. Dabei ist es für den Entwurf einer zweckmäßigen Kompensatorregelung ausreichend, den Weg des Signals nur bis hinter das Bandpassfilter zu verfolgen. Als Testsignal soll an dieser Stelle eine amplitudenmodulierte Spannung entsprechend Gl. (2.26) fungieren, wobei eine kosinusförmige Spannungsänderung nach Gl. (2.30) angenommen wird.

$$d(t) = \hat{D} \cdot \cos(\Omega_m t) \quad \text{mit} \quad \hat{D} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U}{U} \quad \text{und} \quad \Omega_m = 2\pi f_m \quad (2.30)$$

Alternativ kann man den Dachwert dieser Größe, wie in der Nachrichtentechnik üblich, auch als Modulationsgrad bezeichnen. In Bild 2.5 ist der Graph einer solchen Spannung im Zeitbereich dargestellt, wobei die Größe nach dem Anpassungsverstärker (Bild 2.3) gemessen wurde. Es handelt sich demnach bereits um eine bezogene Größe. Transformiert man diese in den Frequenzbereich, so ergibt sich das bekannte Spektrum eines amplitudenmodulierten Signals (Bild 2.6). Aufgrund der kosinusförmig angenommenen Modulationsfunktion $d(t)$ schrumpfen die Seitenbänder in diesem Spezialfall zu diskreten Spektrallinien. Durch Faltung des Spektrums mit sich selbst kann das Amplitudenspektrum des quadrierten Signals berechnet werden. Dieses wird in Bild 2.7 durch die hell abgebildeten Spektrallinien gekennzeichnet.

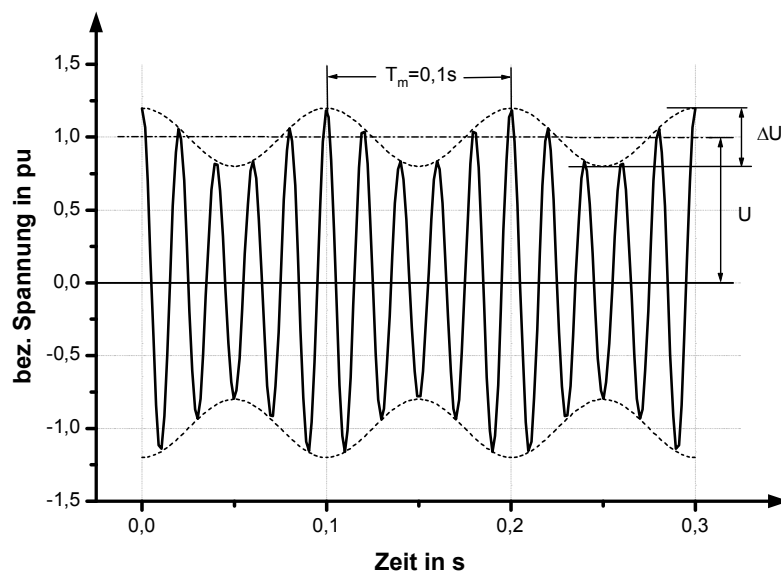


Bild 2.5: Testsignal im Zeitbereich

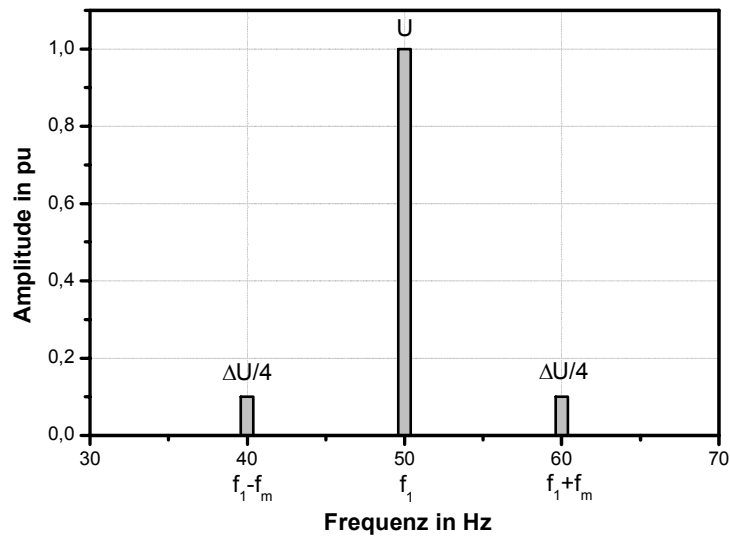


Bild 2.6: Amplitudenspektrum des Testsignals

An dieser Stelle sei darauf verwiesen, dass die Amplitude der 10 Hz-Komponente des quadrierten Signals durch Faltung der beiden Seitenlinien mit der Grundschwingungsspektrallinie entsteht. Die Amplitude dieser Komponente hängt demzufolge vom Produkt aus Träger- und Modulationsamplitude ab. Da die Grundschwingungsamplitude in der Regel die dominierende Spektrallinie im Spannungsspektrum ist, weisen auch die mit ihr gebildeten Faltungsprodukte die größten Werte auf.

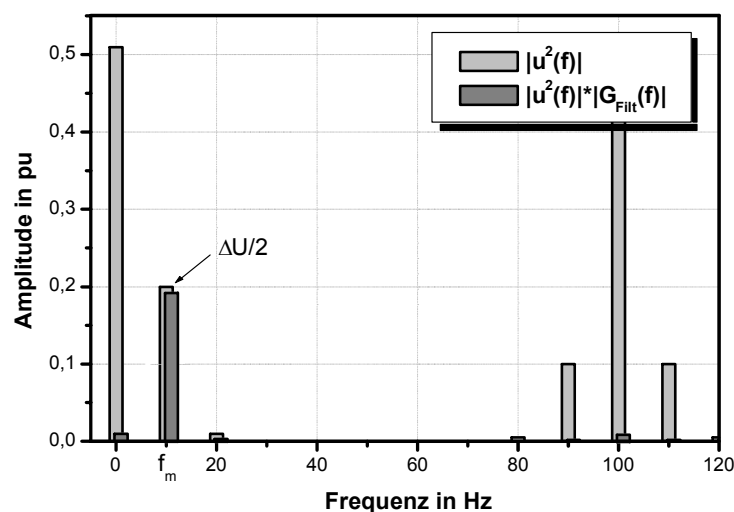


Bild 2.7: Amplitudenspektren charakteristischer Flickermetergrößen

Das Signal nach dem GewichtungsfILTER wird durch die dunklen Spektrallinien in Bild 2.7 charakterisiert. Es kann festgestellt werden, dass durch den Bandpass im wesentlichen nur die 10 Hz-Komponente zur weiteren Signalverarbeitung zugelassen wird. In diesem Zusammenhang soll auch auf eine mögliche Flickererzeugung durch Oberschwingungen hingewiesen werden. Diese ist analog zur Grundswingungsbetrachtung durch amplitudenmodulierte Harmonische denkbar.

Beschränkt man sich bei den weiteren Überlegungen auf die Grundswingung, so lässt sich qualitativ aussagen, dass der Flickerpegel im wesentlichen von den Seitenbandamplituden der Spannung bestimmt wird. Diese wiederum werden ursächlich von den Seitenbändern des Laststromes bedingt, so dass man in Übereinstimmung mit den Aussagen in Kapitel 8.4 „zulässige zwischenharmonische Ströme“ in [1] folgende Schlussfolgerung ziehen kann:

Ein den Flickereffekt mindernder Kompensator muss das rechte und das linke Seitenband der Laststromgrundswingung bedämpfen! Der Algorithmus zur Flickereliminierung ist dabei so zu gestalten, dass bei Frequenzen von $f_1 \pm 8,8$ Hz die Dämpfung ihren Maximalwert erreicht.

2.3 Reglerentwurf für amplitudenmodulierte Systemgrößen unter Verwendung von Korrekturnetzwerken für Wechselgrößen

Die Forderung nach Einhaltung der oben beschriebenen EEQ-Kenngrößen korreliert aus systemtheoretischer Sicht mit der Vorgabe, die Amplitude einer sinusförmigen Systemgröße möge stationär einen vorgegebenen Wert annehmen. Ein leistungselektronischer Kompensator bzw. das leistungselektronische Stellglied einer zweckmäßigen Regelungsstruktur muss demzufolge die Amplitude dieser Größe in gewünschter Weise beeinflussen. Der Kompensator lässt sich (aus regelungstechnischer Sicht) deshalb auch als Verstärker interpretieren, der die vom Regler gelieferte amplitudenmodulierte Stellgröße leistungsverstärkt und in das EES einprägt. Häufig wird dabei ein Regler gewählt, der in transformierten Koordinaten arbeitet. Üblicherweise verwendet man für die Reglerdimensionierung ein umlaufendes Koordinatensystem. Da in diesem die Grundswingungsmitsystemkomponenten einer zu regelnden Systemgröße als Gleichglieder auftreten, lassen sie sich durch konventionelle PI-Regler stationär genau regeln. Die Implementierung einer solchen Regelungsstruktur in einem geeigneten Mikrorechner macht jedoch eine On-line-Koordinatentransformation von Zustandsgrößen entsprechend Gl. (2.6) unumgänglich, was wiederum mit einer erhöhten Rechenzeit korreliert.

Um diesen Nachteil, der aus systemtheoretischer Sicht durch die ständige Demodulation und Modulation von Systemgrößen verursacht wird, zu beseitigen, soll in dieser Arbeit eine auf der Tiefpass-Bandpass-Transformation (nachfolgend kurz TP-BP-Transformation genannt) basierende Regelungsstruktur Verwendung finden. Mit dem in [3] ausführlich beschriebenen Verfahren lassen sich die spektralen Komponenten des rotierenden Raumvektors gemäß Gl. (2.9) stationär genau regeln, so dass der Demodulator bzw. Modulator entfallen kann. Da diese Methode bisher (auch in der Antriebstechnik) wenig Verbreitung gefunden hat, sollen nachfolgend die grundsätzlichen Zusammenhänge des Verfahrens kurz erläutert werden.

In Bild 2.8 sind die strukturellen Unterschiede zwischen beiden Regelungskonzepten dargestellt.

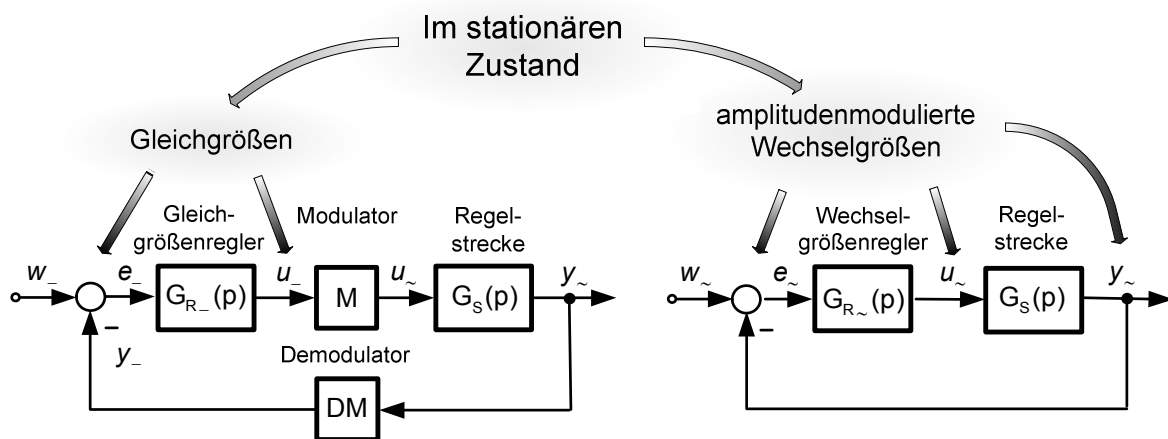


Bild 2.8: Grundstrukturen von Wechselgrößenregelungen

Zunächst soll die konventionelle Struktur untersucht werden. Hier berechnet ein Gleichgrößenregler mit der Übertragungsfunktion $G_{R_}(p)$ unter Nutzung der Regelabweichung $e_ (t)$ die Stellgröße $u_ (t)$. Im stationären Zustand des Systems nehmen diese Größen einen konstanten Wert an, was entsprechend Bild 2.8 durch einen Unterstrich speziell kenntlich gemacht wird. Die folgende Gleichung beschreibt die Wirkungsweise des Gleichgrößenreglers im Laplace-Bereich.

$$U_ (p) = G_{R_}(p) \cdot E_ (p) \quad (2.31)$$

Bei dem Wechselgrößenregler fungiert eine amplitudenmodulierte Wechselgröße mit der Trägerfrequenz Ω_T und der Gleichgrößenregelabweichung $e_ (t)$ als Einhüllende als Eingangssignal.

Im Zeitbereich lässt sich daher für die Wechselgrößenregelabweichung $e_{\sim}(t)$ schreiben:

$$e_{\sim}(t) = e_{\sim}(t) \cdot \cos(\Omega_T t) = e_{\sim}(t) \cdot \frac{1}{2} (e^{j\Omega_T t} + e^{-j\Omega_T t}). \quad (2.32)$$

Für den Wechselgrößenregler soll nun gefordert werden, dass er auf die Einhüllende von $e_{\sim}(t)$ ebenso wirken soll wie der Gleichgrößenregler auf die Größe $e_{\sim}(t)$. Das Reglerausgangssignal muss demzufolge lauten:

$$u_{\sim}(t) = u_{\sim}(t) \cdot \cos(\Omega_T t) = u_{\sim}(t) \cdot \frac{1}{2} (e^{j\Omega_T t} + e^{-j\Omega_T t}). \quad (2.33)$$

Wird der Verschiebungssatz auf die beiden Zeitbereichssignale angewendet, lassen sich diese sehr einfach in den Laplace-Bereich überführen. Folgende Gleichungen können so ermittelt werden.

$$E_{\sim}(p) = \frac{1}{2} (E_{\sim}(p + j\Omega_T) + E_{\sim}(p - j\Omega_T)) \quad (2.34)$$

$$U_{\sim}(p) = \frac{1}{2} (U_{\sim}(p + j\Omega_T) + U_{\sim}(p - j\Omega_T)) \quad (2.35)$$

Durch Einsetzen von Gl. (2.31) in Identität (2.35) und anschließender Quotientenbildung ergibt sich für die ideale Übertragungsfunktion des Wechselgrößenreglers folgender Term.

$$G_{R_{\sim}}(p) = \frac{G_{R_{\sim}}(p + j\Omega_T) \cdot E_{\sim}(p + j\Omega_T) + G_{R_{\sim}}(p - j\Omega_T) \cdot E_{\sim}(p - j\Omega_T)}{E_{\sim}(p + j\Omega_T) + E_{\sim}(p - j\Omega_T)} \quad (2.36)$$

Eine Analyse dieser Gleichung lässt ihre Abhängigkeit vom Reglereingangssignal erkennen. Die exakte Ableitung der Übertragungsfunktion des Wechselgrößenreglers bei gegebener Gleichgrößenübertragungsfunktion $G_{R_{\sim}}$ ist unter diesen Bedingungen nicht möglich. Deshalb wird nachfolgend untersucht, ob durch eine geeignete Vereinfachung dieser Gleichung dennoch ein brauchbares Resultat erzielt werden kann. Zu diesem Zweck wird zunächst die Gl. (2.36) durch das Ersetzen von p durch $j\omega$ in den Frequenzbereich transformiert.

$$G_{R_{\sim}}(j\omega) = \frac{G_{R_{\sim}}(j(\omega + \Omega_T)) \cdot E_{\sim}(j(\omega + \Omega_T)) + G_{R_{\sim}}(j(\omega - \Omega_T)) \cdot E_{\sim}(j(\omega - \Omega_T))}{E_{\sim}(j(\omega + \Omega_T)) + E_{\sim}(j(\omega - \Omega_T))} \quad (2.37)$$

Anschließend soll unter Nutzung von Bild 2.9 die Amplitudendichtefunktion einer typischen amplitudenmodulierten Regelabweichung untersucht werden. Wie aus der Darstellung ersichtlich erhält man dieses durch Faltung der Amplitudendichte der Einhüllenden ($E_-(\omega)$) mit den Stossfunktionen des Trägers.

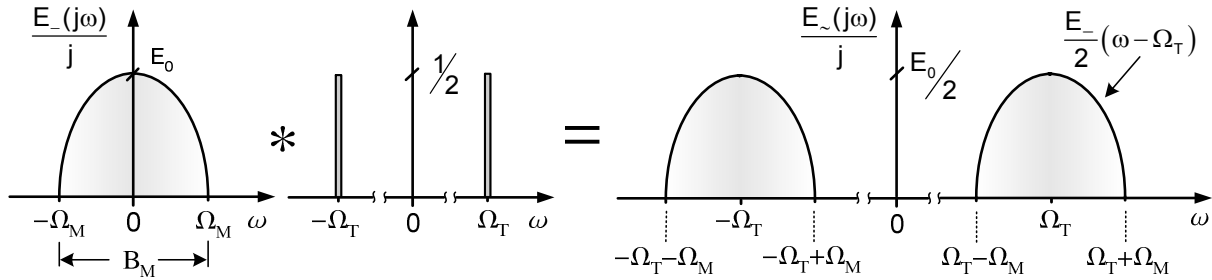


Bild 2.9: Amplitudendichtefunktion einer bandbegrenzten amplitudenmodulierten Regelabweichung

Entsprechend Bild 2.9 wird in der weiteren Diskussion ein bandbegrenztes Modulationssignal vorausgesetzt. Speziell soll die Einschränkung gelten, dass die Bandbreite der Hüllfunktion B_M nicht größer als die doppelte Trägerfrequenz wird. Dadurch wird umgangen, dass die Effekte, die sonst infolge von Bandüberschneidungen auftreten würden, bei der nachfolgenden Diskussion berücksichtigt werden müssen.

$$B_M \leq 2 \cdot \Omega_T \quad (2.38)$$

Im Zeitbereich korreliert diese Forderung mit der Annahme, die Dynamik des einhüllenden Signals sei im Vergleich zur Periodendauer der Trägerschwingung gering. Unter der oben getroffenen Voraussetzung lässt sich aus Bild 2.9 schlussfolgern:

$$\begin{aligned} E_-(j(\omega + \Omega_T)) &= 0 \quad \text{für } \omega > 0 ; \\ E_-(j(\omega - \Omega_T)) &= 0 \quad \text{für } \omega < 0 . \end{aligned} \quad (2.39)$$

Setzt man die gefundenen Zusammenhänge (2.39) in die Gl. (2.37) ein, so vereinfacht sich diese wesentlich.

$$G_{R-}(j\omega) = \begin{cases} G_{R-}(j(\omega - \Omega_T)) = G_{R-}(P_1(j\omega)) & \text{für } \omega > 0 \\ G_{R-}(j(\omega + \Omega_T)) = G_{R-}(P_2(j\omega)) & \text{für } \omega < 0 \end{cases} \quad (2.40)$$

Nach Aussage der Gl. (2.40) erhält man die ideale Wechselgrößenübertragungsfunktion im Frequenzbereich durch Verschiebung der äquivalenten Gleichgrößenübertragungsfunktion um den Betrag $\pm\Omega_T$.

Wie die Gleichung zeigt, ist die Übertragungsfunktion des äquivalenten Wechselgrößenreglers bei Gültigkeit von Ungleichung (2.38) unabhängig von der Eingangsgröße. Eine geschlossene Darstellung der Wechselgrößenübertragungsfunktion ist immer noch nicht möglich, da die Polynome $P_1(j\omega)$ und $P_2(j\omega)$ unterschiedlich und nur jeweils für den angegebenen Frequenzbereich gültig sind. Abhilfe könnte dadurch erreicht werden, wenn es gelingen würde, ein Polynom zu finden, das diesen Nachteil nicht besitzt und mit dem außerdem eine genügend genaue Approximation der Polynome aus Gl. (2.40) im interessierenden Frequenzbereich erreichbar wäre. Wie in [3] hergeleitet, können diese Forderungen optimal durch das aus der Filtertheorie bekannte Polynom der TP-BP-Transformation erfüllt werden.

$$P_{TP-BP}(p) = \frac{p^2 + \Omega_T^2}{2p} \quad \text{bzw.} \quad P_{TP-BP}(j\omega) = \frac{j\omega}{2} \left(1 - \left(\frac{\Omega_T}{\omega} \right)^2 \right) \quad (2.41)$$

In Bild 2.10 sind die Frequenzgänge der oben genannten Polynome abgebildet. Wie daraus zu entnehmen ist, gelingt die Approximation durch das TP-BP-Polynom in dem mit B_{lin} gekennzeichneten Bereich um die Trägerfrequenz nahezu exakt.

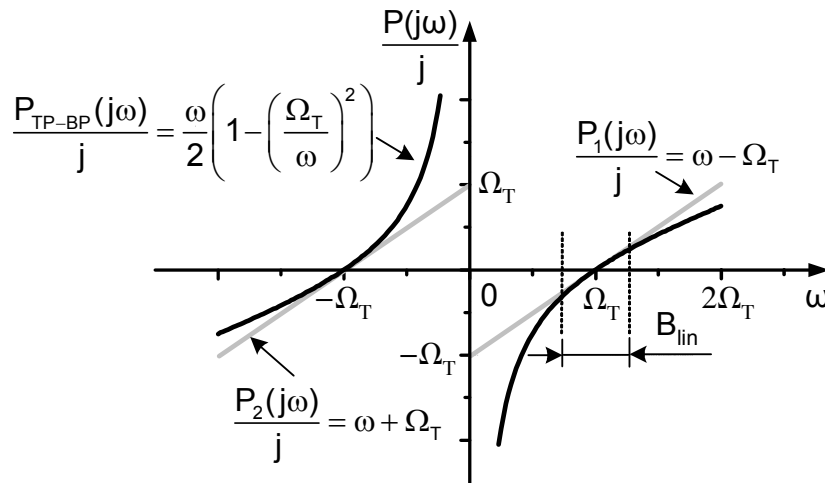


Bild 2.10: Frequenzgänge der Transformationspolynome

Mit zunehmender Bandbreite des Hüllsignals bzw. bei höherer Reglerdynamik verschlechtert sich die Approximation. Diese Erkenntnis kann bei der Parametrierung eines Wechselgrößenreglers angewendet werden. Bei im Vergleich zur Periodendauer der Trägerfrequenz geringen Regeldynamik und entsprechenden Eigenschaften der Regelstrecke können die Reglerparameter des äquivalenten Gleichgrößenreglers direkt als Ausgangspunkt für die Parametrierung des Wechselgrößenreglers herangezogen werden.

Wird eine höhere Dynamik gefordert, so ist diese Übertragung unzulässig bzw. führt zu instabilen Verhalten des Regelkreises. Die Reglerparameter müssen in diesem Fall separat z.B. unter Nutzung des Wurzelortskurvenverfahrens [4] berechnet werden. Die Bestimmung der Wechselgrößenübertragungsfunktion unter Nutzung der TP-BP-Transformation wird nachfolgend am Beispiel eines konventionellen Gleichgrößen-PI-Reglers veranschaulicht. Die Grafik aus Bild 2.11 kennzeichnet die erforderliche Vorgehensweise.

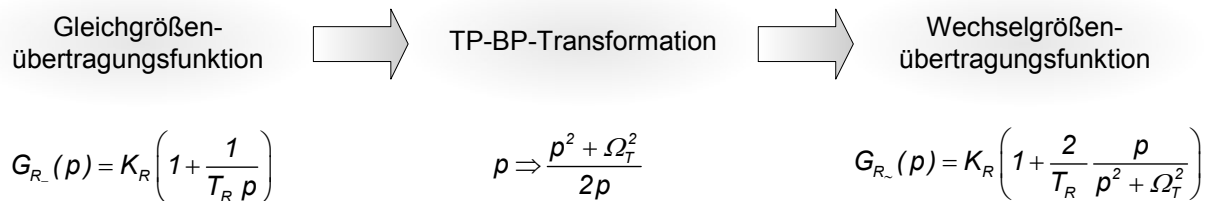


Bild 2.11: Schrittfolge bei der Generierung der Übertragungsfunktion eines Wechselgrößenreglers

Durch einfache Umformung kann die Übertragungsfunktion des TP-BP-transformierten bzw. des Wechselgrößen-PI-Reglers - nachfolgend auch Wechselgrößenregler für die Frequenz Ω genannt - in eine Form überführt werden, mit der die Entwicklung der regelungstechnischen Blockstruktur ohne großen Aufwand möglich ist. Diese nur noch aus elementaren Übertragungsgliedern bestehende Struktur ist in Bild 2.12 dargestellt.

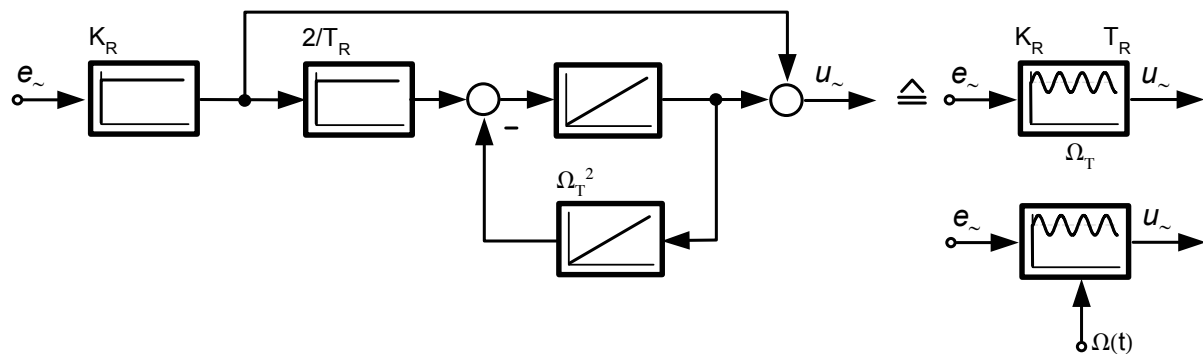


Bild 2.12: Blockstruktur des Wechselgrößen-PI-Reglers und dessen Ersatzäquivalent

Da der Wechselgrößen-PI-Regler in dieser Arbeit noch des öfteren zur Anwendung kommen wird, soll für ihn ein spezieller Ersatzblock geschaffen werden. Wie allgemein in der Regelungstechnik üblich, wird auch hier die Sprungantwort der Übertragungsfunktion zur eindeutigen Kennzeichnung des Blockes herangezogen.

Für diese findet man zunächst im Laplace-Bereich:

$$H(p) = K_R \left(\frac{1}{p} + \frac{2}{T_R} \cdot \frac{1}{p^2 + \Omega_T^2} \right). \quad (2.42)$$

Durch Rücktransformation in den Zeitbereich lässt sich folgender Zusammenhang ermitteln:

$$h(t) = K_R \left(\varepsilon(t) + \frac{2}{T_R \Omega_T} \sin(\Omega_T t) \right), \quad (2.43)$$

wobei $\varepsilon(t)$ als Synonym für die Sprungfunktion im Zeitbereich gewählt wurde. Gemäß Gl. (2.43), antwortet die Übertragungsfunktion auf einen Sprung mit einer offsetbehafteten ungedämpften Sinusschwingung. Entsprechend Bild 2.11 sind zur vollständigen Parametrierung der Wechselgrößenübertragungsfunktion drei Werte notwendig. Diese werden nach der in Bild 2.12 dargestellten Art und Weise am Ersatzblock vermerkt. Spezielle Umstände könnten eine On-line-Frequenzabstimmung des Reglers erfordern. Entsprechend Bild 2.12 lässt sich das beispielsweise durch den zeitvarianten Parameter $\Omega(t)$ realisieren.

3 Grundlegender Systemaufbau

3.1 Systemtheoretisches Modell der Drehstrom-Lichtbogenofen-Anlage

Die sehr komplexen physikalischen Vorgänge, welche bei der elektrischen Lichtbogenentladung ablaufen, können mathematisch durch das in der Plasmaphysik entwickelte Formelwerk beschrieben werden [5]. Ein darauf basierendes Simulationsmodell charakterisiert zwar auch im transienten Zustand die Zusammenhänge korrekt, ist jedoch aufgrund seiner Komplexität rechentechnisch kaum beherrschbar und damit für diesen Anwendungsfall unbrauchbar. Wie vereinfachend üblich, soll daher in der vorliegenden Arbeit nur das Klemmenverhalten des Lichtbogens zur Charakterisierung des Prozesses herangezogen werden (vgl. [6]). Auch die Berücksichtigung der Elektrodenregelung erfolgt bei der Modellbildung nur indirekt. Der Vergleich zwischen Mess- und Simulationsergebnissen belegt, dass sich die realen Verhältnisse mit diesem Näherungsmodell ausreichend genau beschreiben lassen. Es ist daher legitim, dieses Modell als Basis für die weiteren Untersuchungen zu verwenden.

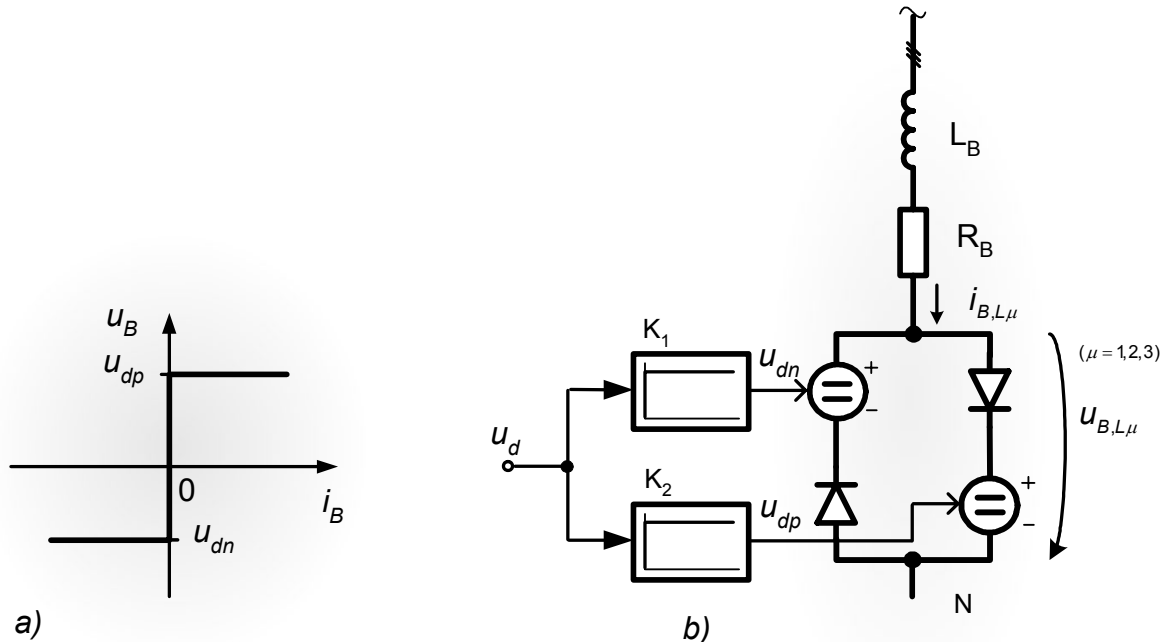


Bild 3.1: Modellbildungsprozess für die elektrische Bogenentladung in einem DS-LBO
a) idealisierte Strom-Spannungskennlinie; b) äquivalente Ersatzschaltung

Das stationäre Klemmenverhalten des Lichtbogens wird durch dessen Strom-Spannungskennlinie eindeutig beschrieben. Das Bild 3.1 a) kennzeichnet eine solche, wenn auch stark idealisierte, Bogenkennlinie. Aus netzwerktheoretischer Sicht kennzeichnet diese Kennlinie eine stromrichtungsabhängige Gleichspannungseinprägung, wobei die Beträge der Spannungen u_{d+} und u_{d-} in Abhängigkeit vom Stromvorzeichen unterschiedlich zu wählen sind [17].

Eine Ersatzschaltung, mit der die adäquate Umsetzung dieser Bogenkennlinie in einem Netzwerkanalyseprogramm gelingt, ist in Bild 3.1 b) dargestellt. Sie enthält gesteuerte Spannungsquellen und ein Diodennetzwerk, mit dessen Hilfe die stromrichtungsabhängige Spannungseinprägung realisiert wird. Die Betragsdifferenz zwischen den Spannungen u_{d+} und u_{d-} lässt

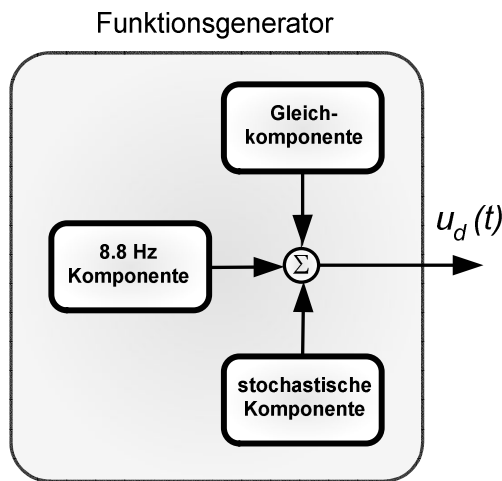


Bild 3.2: Komponenten der Bogen-spannung

sich unter Nutzung der Verstärkungsfaktoren K_1 und K_2 einstellen. Zur Beeinflussung des Grundschwingungsleistungsflusses kann die zunächst als Gleichgröße angenommene Spannung u_d in ihrem Betrag variiert werden. Durch die Addition weiterer Komponenten zur Systemgröße u_d entsprechend Bild 3.2 ist eine verbesserte Nachbildung des Ofenprozesses möglich. Detaillierte Ausführungen zu den jeweiligen Komponenten sind in [6] enthalten. Deshalb wird an dieser Stelle nicht näher auf sie eingegangen. Es soll jedoch noch darauf hingewiesen werden, dass die Kennlinie entspre-

chend Bild 3.1 a) an keiner Stelle einen differentiellen Widerstand aufweist. Diese sehr starke Vereinfachung wirkt sich vor allem nachteilig auf das transiente Modellverhalten aus. Damit auch bei einem Übergangsvorgang eine gute Übereinstimmung zwischen Modell und realem Prozess erreicht werden kann, ist zum Ersatzwiderstand R_{LB} ein mittlerer differentieller Bogenwiderstand zu addieren. Geschieht das nicht, bzw. repräsentiert dieser Widerstand nur die Verluste der Strombegrenzungs-drossel, des Ofentransformators und des Hochstromkreises (Bild 3.7), so erhält man einen zu kleinen Widerstandswert und somit entsprechend Gl. (3.1) auch eine übergroße Zeitkonstante T_{LB} .

$$T_{LB} = L_B / R_B \quad (3.1)$$

Dies wiederum korreliert mit einer zu geringen Systemdämpfung bzw. mit zu langen Einschwingzeiten. Zusammenfassend kann geschlussfolgert werden, dass sich das Klemmenverhalten des Lichtbogens aus systemtheoretischer Sicht wie das eines spannungseinprägenden Stromrichters verhält. Unter Nutzung dieser Erkenntnis und durch die Wahl eines höheren Abstraktionsgrades ist es möglich, die Ersatzschaltung nach Bild 3.1 b) in die Struktur nach Bild 3.3 zu überführen.

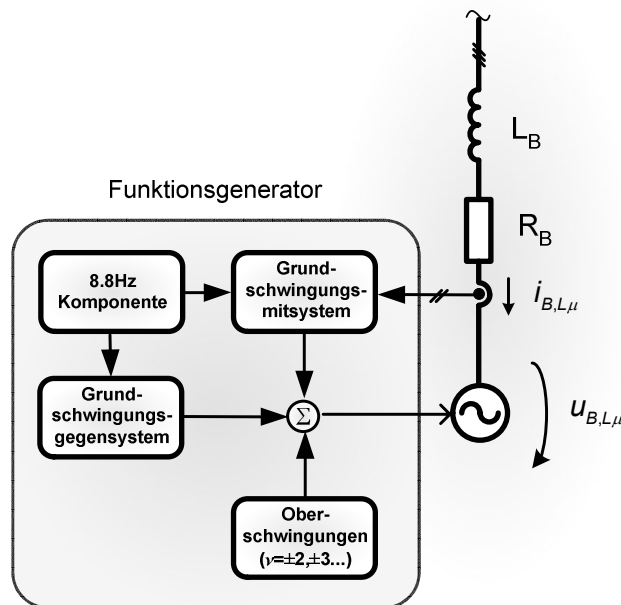


Bild 3.3: Stark abstrahiertes DS-LBO-Modell

Diese speziell für die Regleroptimierung entwickelte Ersatzschaltung prägt unter Beibehaltung der Zeitkonstante T_{LB} frequenzselektiv die entsprechenden Spektralkomponenten der Spannung $u_B(t)$ in das Netzwerk ein. Die Aufgabe der im Funktionsgenerator zusammengefassten Blöcke soll nachfolgend vertiefend betrachtet werden.

In dem Block „Grundschwingungsmitsystem“ werden zunächst die Amplitude und die Phasenlage der Grundschwingungsmitsystemkomponente des Bogenstromraumvektors bestimmt. Unter Nutzung dieser Größen kann nachfolgend eine solche Bogenspannungs-grundschwingung (Mitsystem) berechnet und durch eine gesteuerte Spannungsquelle in das Netzwerk emittiert werden, die zu dem gewünschten Grundschwingungsleistungsfluss führt. Zur Generierung eines geeigneten Grundschwingungsgegensystems wurde ein weiterer Block „Grundschwingungsgegensystem“ implementiert.

Die Amplituden der beiden Grundswingungskomponenten können außerdem durch die vom Block „8,8 Hz-Komponente“ bereitgestellte Sinus- oder Rechteckschwingung amplitudenmoduliert werden. Der Block „Oberschwingungen“ generiert die typischen Harmonischen der DS-LBO-Ersatzschaltung nach Bild 3.1 b). Diese besitzen dabei jeweils sowohl eine Mit- als auch eine Gegensystemkomponente und weisen daher Ordnungszahlen von $v = \pm 2, \dots, \pm 7$ auf. Sämtliche Spektralkomponenten der Bogenspannung werden anschließend in natürlichen Koordinaten aufsummiert und unter Nutzung von gesteuerten Spannungsquellen in das elektrische Netzwerk eingepreßt.

3.2 Grundkonzept der Kompensationsanlage

Entsprechend den vorstehend getroffenen Aussagen äußert sich die elektrische Bogenentladung des DS-LBO in einem bestimmten Netzausschnitt als spannungseinprägende Störgröße. Der Entwurfsgrundsatz, wonach die beste Kompensatordynamik dann erreichbar ist, wenn der Kompensator direkt die störende Systemgröße kompensiert, lässt zunächst eine serielle bzw. spannungseinprägende Kompensatortopologie als zweckmäßig erscheinen. Der Kompensator müsste demgemäß in den Hochstromkreis, z.B. unter Nutzung eines seriellen Transformators, eine solche Spannung einprägen, die zu einer sinusförmigen Summenspannung (Summe aus Bogen- und Kompensatorspannung) führt. Eine derartige Summenspannung hätte einen nahezu verzerrungsfreien Ofenstrom zur Folge, was mit geringen Netzurückwirkungen korreliert. Die praktische Umsetzung des zunächst nahe liegenden Konzeptes bereitet jedoch einige Schwierigkeiten. So ist zum Beispiel absehbar, dass zur Realisierung des Konzeptes aufwendige Spezialkomponenten erforderlich sind. Diese führen zu erhöhten Investitionskosten. Deshalb wird in dieser Arbeit an dem praxisbewährten parallelen Kompensationskonzept entsprechend Bild 1.3 festgehalten.

Der Einsatz einer Parallelkompensation ist nur dann sinnvoll, wenn - wie bei DS-LBO-Anlagen praxisüblich - die Induktivität L_B bedingt durch die Streuinduktivität des Ofentransformators bzw. durch das Einfügen einer zusätzlichen Drossel einen genügend hohen Wert aufweist. Erst dadurch stellt sich das für diesen Kompensatortyp erforderliche stromeinprägende Störgrößenverhalten ($i_{B,L\mu}$) ein. Die Drossel ihrerseits ist oft mit Anzapfungen versehen, sodass deren Induktivität variiert und dadurch an die jeweiligen Betriebsbedingungen angepasst werden kann. Die unterschiedlichen Bedingungen resultieren dabei aus den jeweiligen Phasen des Schmelzprozesses. Infolge dessen ist auch das stromeinprägende Verhalten der Störgröße Bogenstrom mehr oder minder ideal.

Das hat natürlich wiederum einen Einfluss auf die Dynamik der nachfolgend propagierten Regelungsstrukturen. Sollen für sämtliche Schaltzustände der Drossel eine gleichbleibend gute Dynamik der Regelkreise garantiert werden, so müssen die Regelparameter gegebenenfalls in Abhängigkeit der Schalterstellung variiert werden. Auch die Entwicklung einer adaptiven Regelung ist denkbar. Diese Wege sollen jedoch vorerst hier nicht besprochen werden. Nachfolgend wird vielmehr von einer konstanten Induktivität ausgegangen. Sie repräsentiert dabei den Mittelwert, der sich aufgrund der möglichen Schaltzustände ergibt.

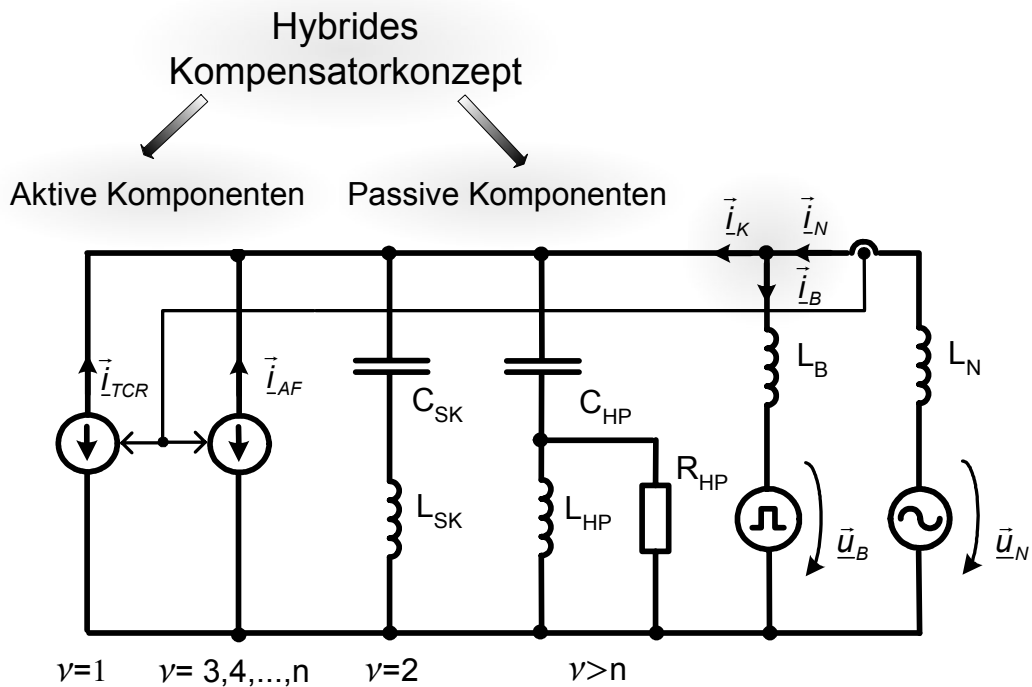


Bild 3.4: Grundkonzept der parallelen Kompensatortopologie

Das Bild 3.4 kennzeichnet das Kleinsignalersatzschaltbild einer solchen parallelen Kompensatortopologie, wobei die Netzwerkelemente zur Erhöhung der Übersichtlichkeit als verlustlos angenommen werden. Der Parallelkompensator besteht gemäß Bild 3.4 aus aktiven als auch aus passiven Komponenten und wird daher nachfolgend als hybrider Kompensator -bzw. kürzer als Hybridfilter- bezeichnet. Er erfüllt die aus der Knotenbilanz ableitbare ideale Kompensationsbedingung.

$$\vec{i}_N = \vec{i}_K + \vec{i}_B = \vec{i}_{N,soll} \quad (3.2)$$

Diese Gleichung muss auch für die einzelnen Spektralkomponenten der Stromvektoren (Gl. (2.9)) gelten, wobei für die Oberschwingungen bzw. für das Grundschwingungsgegen- system als Sollwert der Wert Null anzusetzen ist. Durch frequenzselektives Kurzschließen der jeweiligen Harmonischen kann diese Bedingung erfüllt werden. Die in Folge der Induktivität L_B als stromeinprägend wirkenden Spektralkomponenten der Systemgröße Bogenstrom - d.h. die Reihenschaltung aus Bogenspannungsquelle und Drossel verhält sich dynamisch wie eine Stromquelle - können entsprechend Bild 3.4 sowohl durch passive (Reihenschwing- bzw. Saugkreise) als auch durch aktive Komponenten (gesteuerte Stromquellen) vom Netz fern- gehalten werden. Wie aus der Darstellung weiterhin zu entnehmen ist, sind jeweils nur bestimmte Elemente der beiden Kompensatorkomponenten für die Kompensation von schmalen Bereichen des Störgrößenspektrums zuständig. Dieses frequenzselektive Kompen- sator-konzept ermöglicht demzufolge die Aufteilung der für die Kompensation erforderlichen Blindleistung auf unterschiedlichen Kompensatorbaugruppen. Vor allem die Entkopplung von Grundschwingungs- und Verzerrungsblindleistungskompensation wirkt sich bei Kompen- sationsanlagen im Grenzleistungsbereich positiv auf die erreichbare Regeldynamik aus. Zur Kompensation der Grundschwingungsblindleistung kann daher auch an dieser Stelle der für hohe Bauleistungen prädestinierte aber aufgrund seiner großen funktionsbedingten Totzeit von 2...5 ms nicht sonderlich dynamische Thyristor-Blindstromsteller eingesetzt werden. So repräsentiert die mit $\nu=1$ gekennzeichnete Stromquelle und der auf die Frequenz $f_{res} = \nu \cdot f_1$ mit $\nu = 2$ abgestimmte Saugkreis eine bereits unter Kapitel 1.2.2 näher beschriebene BK-Anlage. Der mit $\nu = 2$ gekennzeichnete Saugkreis liefert dabei den von der Ofen- und TCR-Anlage benötigten kapazitiven Blindstrom. Die zur Dimensionierung einer solchen SK-Anlage not- wendigen mathematischen Gleichungen werden beispielsweise in [7] ausführlich diskutiert. Eine vertiefende Betrachtung bezüglich dieses Themenkomplexes ist deshalb nicht erforder- lich. Es wird auf die entsprechende Spezialliteratur verwiesen.

Die Verzerrungsblindleistung von TCR- und Ofenanlage wird neben dem Saugkreis vor allem von dem aktiven Filter (AF) gedeckt, dessen Regelung entsprechend Bild 3.4 die Netzstrom- overschwingungen mit $\nu = 3, 4, \dots, n$ eliminiert. Zur Realisierung dieser gesteuerten Quelle kommt nachfolgend ein selbstgeführter Wechselrichter zum Einsatz. Durch Verwendung moderner IGBT-Technik können die für eine Oberschwingungsregelung notwendigen hohen Schaltfrequenzen im Kilohertzbereich sicher beherrscht werden.

Ein weiterer Bestandteil der Schaltung nach Bild 3.4 ist ein Hochpassfilter zur breitbandigen Impedanzabsenkung im oberen Frequenzbereich ($\nu > 11$). Dieser mit einem Dämpfungswiderstand versehene Saugkreis hält hochfrequente Ströme, die z.B. auch von den aktiven Kompensatoren erzeugt werden, vom Netz fern.

Nachfolgend wird aufgezeigt, wie durch netzwerktopologische Umformungen die Eigenschaften des hybriden Filters verbessert werden können. Zu diesem Zweck wird zunächst auf

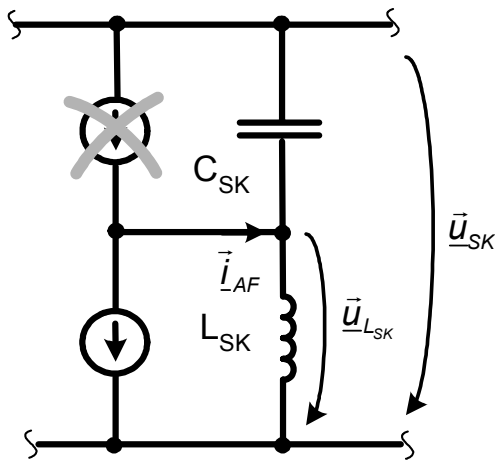


Bild 3.5: Umgeformter Netzwerkschnitt

die gesteuerte Stromquelle, die den aktiven Filter repräsentiert, der Teilungssatz für ideale Stromquellen angewendet. Dieser besagt, dass eine Stromquelle stets in eine Reihenschaltung von mehreren gleichgroßen und gleichgerichteten Stromquellen aufgeteilt und über beliebige Knoten des Netzwerkes geführt werden kann. Die Maßnahme hat natürlich keinen Einfluss auf die Strombilanz des betreffenden Knotens. Nach Bild 3.5 fungiert die Verbindungsstelle zwischen der Saugkreiskapazität und Drossel als besagter Netzknoten. Es soll nun weiter der Strompfad eines genügend hochfrequenten Fil-

terstromes untersucht werden. Aus Bild 3.5 ist zu entnehmen, dass die obere Stromquelle durch die große parallele Saugkreiskapazität (siehe Anhang) nahezu kurzgeschlossen wird. Sie kann demzufolge keinen Anteil zum Kompensationsstrom \vec{i}_k liefern und daher, ohne das Nachteile zu befürchten sind, entfallen. Durch die topologische Änderung nach Bild 3.5 können die kompensatorischen Eigenschaften des aktiven Oberschwingungsfilters im wesentlichen beibehalten, die zu installierende Wechselrichterbauleistung jedoch stark herabgesetzt werden. Zum Beweis dieser Hypothese wird zunächst der Grundschnungsspannungsabfall über der Filterinduktivität L_{SK} berechnet. Der Saugkreis bildet einen hier vereinfachend als unbelastet angenommenen Spannungsteiler, so dass gilt:

$$\left| \frac{\underline{U}_{L_{SK}}}{\underline{U}_{SK}} \right| = \left| \frac{X_{L_{SK}}}{X_{C_{SK}} + X_{L_{SK}}} \right| = \frac{1}{\nu_{res}^2 - 1}. \quad (3.3)$$

Nach Aussage dieser Gleichung beträgt der grundfrequente Spannungsabfall über der Filterdrossel, wenn für $v_{\text{res}} = 2$ eingesetzt wird, nur etwa 1/3 der Nennspannung des 30 kV-Netzes. Analog zu Beziehung (2.8) führt diese Tatsache nach Aussage von Gl. (3.4) zu der bereits prognostizierten Bauleistungsreduktion.

$$s_{AF}(t) = \frac{3}{2} \left(\vec{u}_{L_{SK}} \cdot \vec{i}_{AF}^* \right) \quad (3.4)$$

Soll die verbleibende Stromquelle aus Bild 3.5 durch ein spannungseinprägendes Stellglied, wie es der selbstgeführte Spannungswechselrichter darstellt, realisiert werden, so ist zusätzlich eine Induktivität entsprechend Bild 3.6 einzufügen. Diese verwirklicht, ähnlich wie oben bei dem Lichtbogenofen diskutiert, die notwendige Stromeinprägung. Bei der TCR-Anlage brauchen nach Aussage von Bild 3.6 keine zusätzlichen Elemente vorgesehen werden, da die verwendeten großen Drosseln (vgl. mit der Anlage) bereits zu dem geforderten stromeinprägenden Verhalten führen.

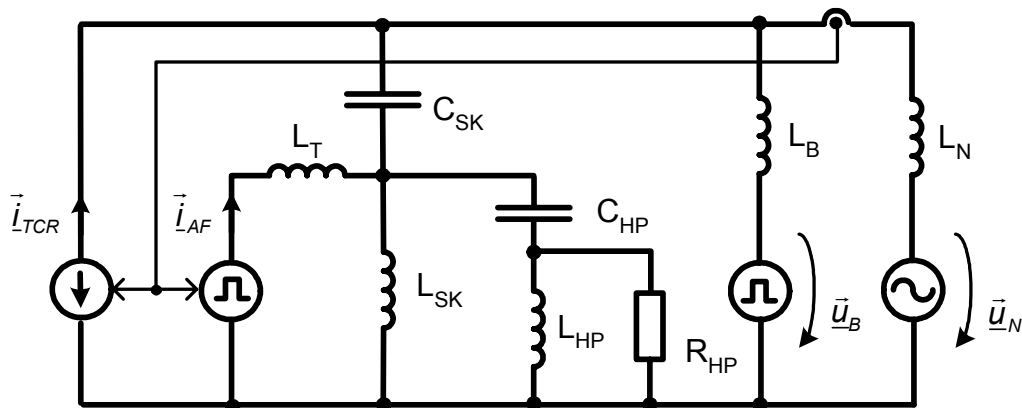


Bild 3.6: Optimierte Kompensatortopologie

Ist entsprechend der oben getroffenen Vereinbarung die Impedanz des Kondensators C_{SK} bei der Resonanzfrequenz des Hochpassfilters hinreichend klein, so kann dieses ebenfalls ohne Beeinträchtigung seiner Funktionalität zwischen dem Saugkreiskondensator und der Filterdrossel angeschlossen werden. Durch diese Maßnahme ist einerseits die Einsparung eines Mittelspannungsabganges möglich, andererseits können für die Kapazität C_{HP} Kondensatoren mit geringerer Spannungsfestigkeit Verwendung finden. Bei der Auslegung der Kondensatoren zur Realisierung der Kapazität C_{SK} muss demgegenüber mit einer um etwa 1/3 höheren Spannungsfestigkeit gerechnet werden. An dieser Stelle sei noch vermerkt, dass eine weitere Reduktion der Bauleistung des aktiven Kompensators entsprechend Gl. (3.4) erreicht werden kann, wenn der Saugkreis durch ein Doppelfilter substituiert wird.

3.3 Topologie des Gesamtsystems

Ausgehend von der zuvor entwickelten optimierten Kompensator-Topologie lässt sich die in Bild 3.7 dargestellte Struktur des Gesamtsystems ableiten. Das dort gezeigte einpolige Ersatzschaltbild des Gesamtsystems enthält im Vergleich mit der Topologie nach Bild 3.6 zusätzliche Komponenten, die zum sicheren Betrieb des Gesamtsystems unerlässlich sind.

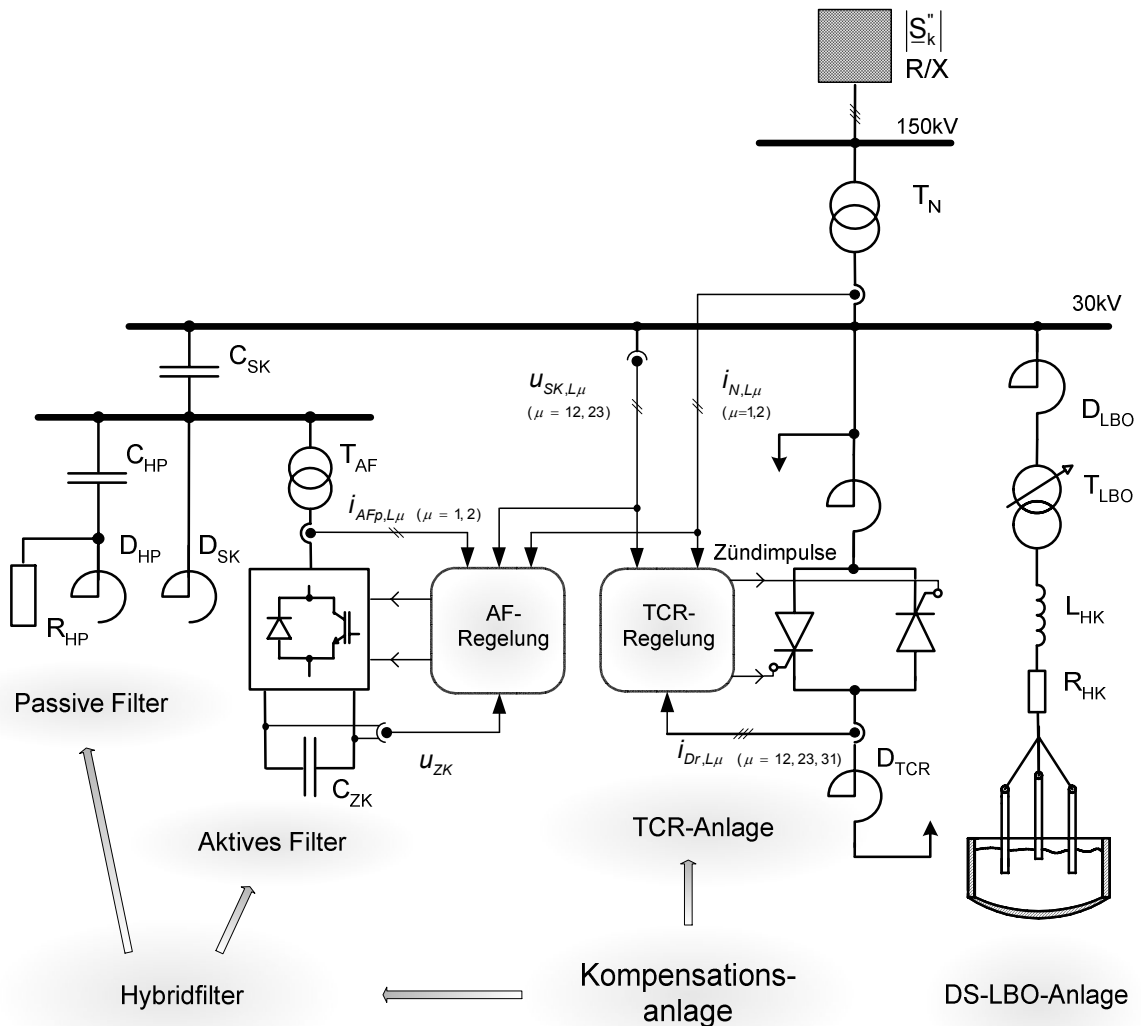


Bild 3.7: Einpoliges Ersatzschaltbild des Gesamtsystems

In diesem Zusammenhang soll zunächst der Transformator T_{AF} genannt werden. Dessen Streuinduktivität, deren Wert maßgeblich von der Kurzschlussspannung des Transformators bestimmt wird, sichert das geforderte stromeinprägende Verhalten des aktiven Filters zum Netz hin ab. Außerdem kann durch das Übersetzungsverhältnis die primärseitige Spannung auf einen erlaubten Wert herabtransformiert werden. Dieser Wert hängt maßgeblich von der maximal zulässigen Sperrspannung der Ventile ab. (Gegenwärtig beträgt dieser Wert z.B. bei IGBT Modulen etwa 3.5 kV.)

Der zuletzt genannte Grenzwert legt außerdem die Höhe der zulässigen Zwischenkreisspannung fest. Im Zusammenhang damit ist wiederum die maximal erreichbare Dynamik des aktiven Filters zu sehen. Anhand dieser hier nur kurz umrissenen Dimensionierungskriterien wird die Komplexität dieses Planungsprozesses deutlich. Er ist zweckmäßigerweise unter Nutzung geeigneter Simulationsprogramme durchzuführen. Die Zeichnung gemäß Bild 3.7 enthält außerdem die Messpunkte für die zu regelnden Systemgrößen. Eine zweckmäßige Festlegung der entsprechenden Größen kann erst nach Kenntnis des blockstrukturellen Aufbaus der Regelstrecke erfolgen. In diesen Zusammenhang sei auf die nachfolgenden Ausführungen verwiesen. Die Messung der netzseitigen Systemgrößen braucht, wie in Bild 3.7 gekennzeichnet, nur zweiphasig zu erfolgen. Da es sich um ein bisymmetrisches Gesamtsystem handelt (siehe Kapitel 2.1), ist in jeweils zwei zeitabhängigen Signalen einer Systemgröße in natürlichen Koordinaten der volle Informationsgehalt vorhanden. Zur Sicherung eines störungsfreien Betriebes der beiden leistungselektronischen Stellglieder ist außerdem jeweils die Erfassung und Regelung einer kompensatorseitigen Systemgröße notwendig. So muss bei dem Spannungswechselrichter bzw. dem aktiven Filter im Mittel eine konstante Zwischenkreisspannung u_{zk} anliegen. Bei der TCR-Anlage darf kein Gleichstrom in den TCR-Zweigen auftreten. Soll dieser Gleichstrom durch geeignete Maßnahmen eliminiert werden, so setzt das entsprechend Bild 3.7 zunächst die dreiphasige Messung des Drosselstromes $i_{Dr,L\mu}$ voraus. Sämtliche gemessenen Systemgrößen werden anschließend den jeweiligen Regelungsblöcken zugeführt. Diese berechnen daraus und unter Nutzung einer geeigneten Regelungsstruktur die Ansteuersignale für die Ventile der leistungselektronischen Stellglieder.

3.4 Blockorientiertes Strukturbild der netzseitigen Regelstrecke

Wie bereits oben angedeutet, ist für die Entwicklung einer geeigneten Regelungstopologie die Kenntnis des Blockschaltbildes der Regelstrecke vorteilhaft. Diese Darstellungsform vermittelt einen tiefen Einblick in das dynamische Verhalten der Strecke und gestattet gleichzeitig einen zielgerichteten Entwurfsprozess für die zu entwickelnden Regelungsstrukturen. Zur Bestimmung des blockorientierten Strukturbildes ist jedoch in einem vorangehenden Schritt – in Anlehnung an Bild 3.6 – die Entwicklung des Raumvektorsatzschaltbildes für den betrachteten Netzausschnitt zweckmäßig. Dieses Ersatzschaltbild lässt sich durch Anwendung der Transformationsgleichung (2.4) auf das elektrische Netzwerk aus Bild 3.7 ermitteln.

Es weist natürlich eine gewisse Ähnlichkeit zu dem in Bild 3.6 gezeigten auf, wobei jetzt zusätzlich die signifikanten Systemverluste und das Übersetzungsverhältnis des Transformators T_{AF} berücksichtigt werden. Dies ist notwendig, da die ohmschen Widerstände die Zeitkonstanten und die Verstärkungsfaktoren der Übertragungsblöcke und somit auch die zu ermittelnden Reglerparameter beeinflussen. Zur Verbesserung der Überschaubarkeit ist es außerdem zweckmäßig, die Impedanzen des Netz- bzw. DS-LBO-Zweiges zusammenzufassen und die Summenimpedanzen auf eine gemeinsame Bezugsspannung zu beziehen (z.B. gemäß Anhang gilt $U_b = 30\text{kV}$). Dabei ist die Berücksichtigung der Transformatorübersetzungsverhältnisse erforderlich. Ähnlich wird auch mit den im vorgeordneten Netz enthaltenen Impedanzen verfahren. Bild 3.9 kennzeichnet die so gewonnene Ersatzschaltung. Durch Nutzung des Kirchhoffschen Maschen- bzw. Knotensatzes kann anschließend das Systemverhalten dieser Ersatzschaltung in Form von mathematischen Gleichungen beschrieben werden. Stellt man die gefundenen Beziehungen in geeigneter Weise [8] nach den Ableitungen der Zustandsgrößen um, so lassen sich die nachfolgend angegebenen Zustandsgleichungen des Raumvektorsatzschaltbildes vom diskutierten Netzwerk finden. Diese auch unter dem Namen Zustandsraumdarstellung eines Systems bekannte Methode gestattet eine sehr übersichtliche mathematische Systembeschreibung.

$$\frac{d\vec{i}_N}{dt} = \dot{\vec{i}}_N = \frac{1}{L_N} (\vec{u}_N - R_N \cdot \vec{i}_N - \vec{u}_{SK}) \quad (3.5) \quad \dot{\vec{i}}_B = \frac{1}{L_B} (\vec{u}_{SK} - R_B \cdot \vec{i}_B - \vec{u}_B) \quad (3.6)$$

$$\dot{\vec{i}}_{L_{SK}} = \frac{1}{L_{SK}} (\vec{u}_{Ts} - R_{SK} \cdot \vec{i}_{L_{SK}}) \quad (3.7) \quad \dot{\vec{i}}_{AFp} = \frac{1}{L_T} (\vec{u}_{AF} - R_T \cdot \vec{i}_{AFp} - \vec{u}_{Tp}) \quad (3.8)$$

$$\dot{\vec{i}}_{L_{HP}} = \frac{1}{L_{HP}} (\vec{u}_{R_{HP}} - R_{L_{HP}} \cdot \vec{i}_{L_{HP}}) \quad (3.9) \quad \dot{\vec{u}}_{C_{SK}} = \frac{1}{C_{SK}} (\vec{i}_{TCR} - \vec{i}_B + \vec{i}_N) = \frac{\vec{i}_{C_{SK}}}{C_{SK}} \quad (3.10)$$

$$\dot{\vec{u}}_{C_{HP}} = \frac{1}{C_{HP}} (\vec{i}_{AFs} + \vec{i}_{C_{SK}} - \vec{i}_{L_{SK}}) = \frac{\vec{i}_{C_{HP}}}{C_{HP}} \quad (3.11) \quad \vec{u}_{R_{HP}} = R_{HP} (\vec{i}_{C_{HP}} - \vec{i}_{L_{HP}}) \quad (3.12)$$

Ferner resultiert aus dem Übersetzungsverhältnis des stromidealen Raumvektortransformators:

$$\vec{u}_{Tp} = \vec{u} \cdot \vec{u}_{Ts}; \quad (3.13) \quad \vec{i}_{Tp} = \frac{1}{\vec{u}^*} \cdot \vec{i}_{Ts}. \quad (3.14)$$

Nur bei Verwendung eines Yy0-Transformators zur Spannungsanpassung des aktiven Filters verursacht der Transformator keine Phasendrehung zwischen den primärseitigen und sekundärseitigen Größen. Das komplexe Übersetzungsverhältnis besitzt in diesem Sonderfall nur einen Realteil.

Unter Nutzung der oben abgeleiteten Identitäten kann nun das blockorientierte Strukturbild der netzseitigen Regelstrecke entwickelt werden. Dabei sollen zunächst - zur Verbesserung der Übersichtlichkeit - einige Elementarblöcke zu einer komplexeren Vektorübertragungsfunktion zusammengefasst werden. Die dazu notwendige Vorgehensweise wird nachfolgend beispielhaft anhand von Gl. (3.5) demonstriert. Das dieser Gleichung äquivalente Blockschaltbild ist in der nachfolgenden Darstellung abgebildet.

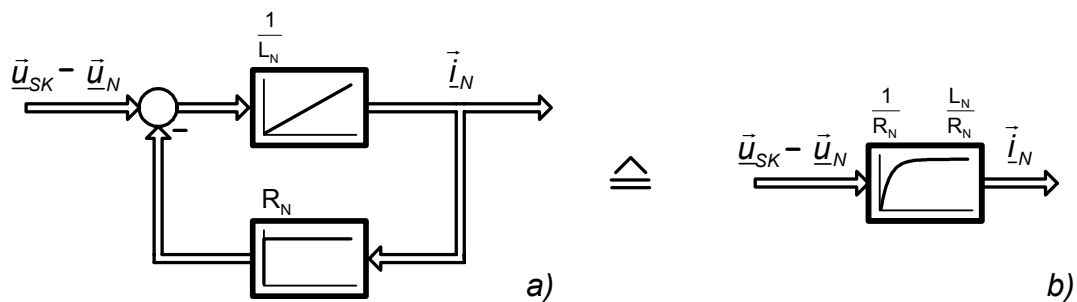


Bild 3.8: Zusammenfassung von Übertragungsgliedern

a) äquivalentes Blockschaltbild bestehend aus Elementarblöcken; b) Eratzübertragungsfunktion

Transformiert man die Gl. (3.5) in den Laplace-Bereich und ermittelt anschließend die Übertragungsfunktion des PT₁-Gliedes aus Bild 3.8 b), so lässt sich folgender mathematische Ausdruck ableiten.

$$\underline{G}_{L_N}(p) = \frac{\frac{1}{R_N}}{1 + \frac{L_N}{R_N} p} \quad (3.15)$$

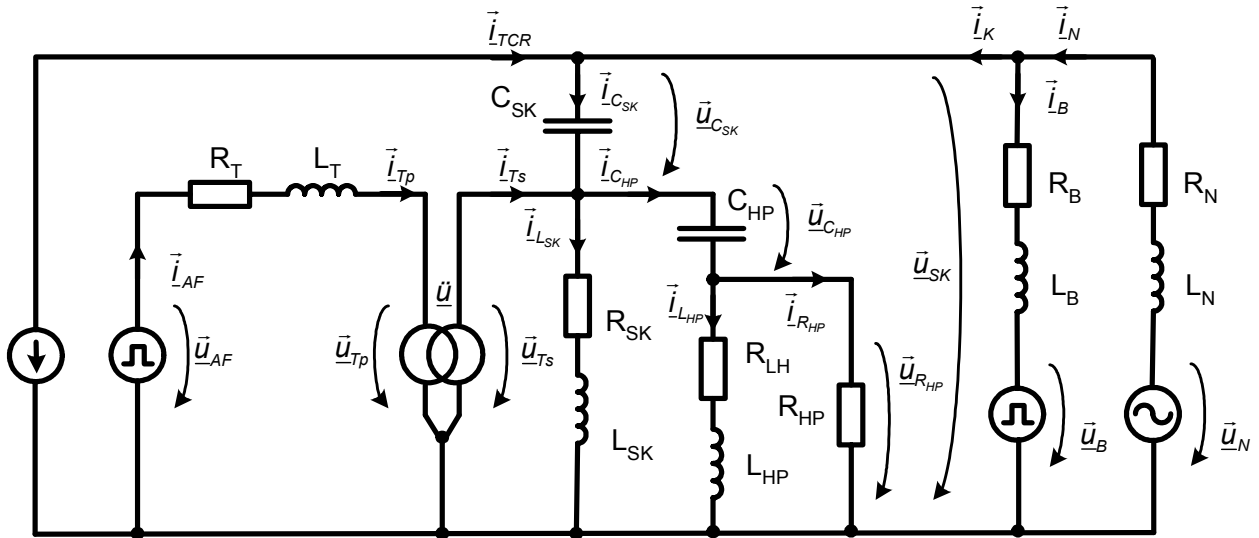


Bild 3.9: Raumvektorsatzschaltbild der netzseitigen Regelstrecke

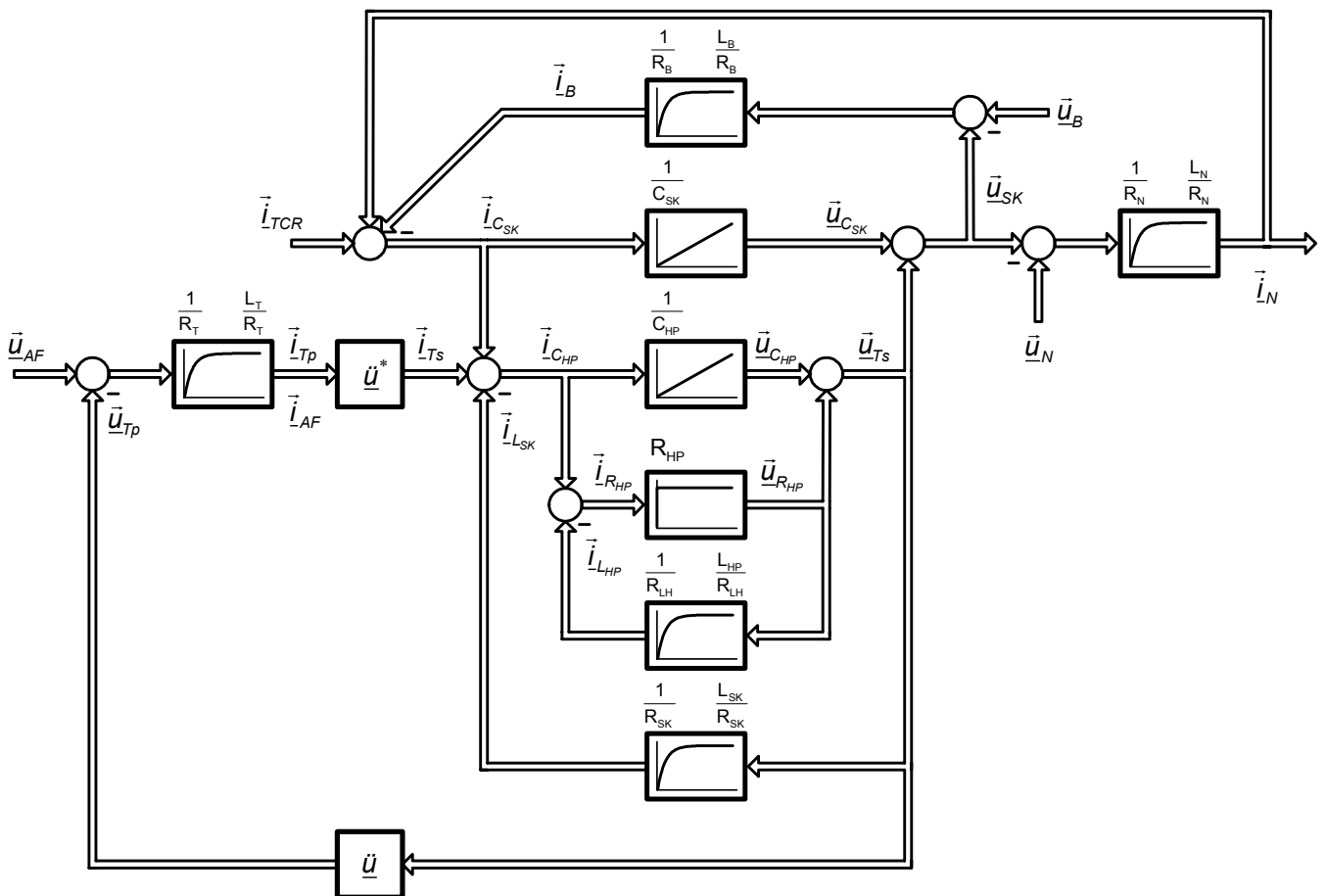


Bild 3.10: Blockorientiertes Strukturbild der netzseitigen Regelstrecke

Wie aus Gl. (3.15) ersichtlich, besitzt die ermittelte Vektorübertragungsfunktion nur einen Realteil. Dieser kennzeichnet das Systemverhalten des Ersatzblockes vollständig, so dass dessen Sprungantwort zur eindeutigen Kennzeichnung der Vektorübertragungsfunktion herangezogen werden kann. Der Umstand des fehlenden Imaginärteiles in Gl. (3.15) korreliert aus systemtheoretischer Sicht mit der Aussage, dass durch die Übertragungsfunktion keine Verkopplung der Raumvektorkomponenten erfolgt. Diese Eigenschaft der Übertragungsglieder, die aus der Modaltransformation entsprechend Gl. (2.1) resultiert, vereinfacht die Reglerdimensionierung wesentlich. So ist es z.B. hier nicht erforderlich, wie sonst bei der Reglerdimensionierung in d-q-Koordinaten üblich, zur Verbesserung der Dynamik aufwendige Entkopplungsregler vorzusehen.

Ermittelt man für alle verlustbehafteten Induktivitäten aus Bild 3.9 zunächst eine Ersatzübertragungsfunktion und bestimmt dann das zu den oben angeführten Zustandsgleichungen äquivalente Blockschaltbild, so erhält man die in Bild 3.10 angegebene Blockstruktur. Anhand dieser Darstellung kann beispielsweise die Auswirkung der Störgröße Bogenspannungsvektor auf das System sehr anschaulich nachvollzogen werden. Man erkennt außerdem, wie die beiden Stellgrößen TCR-Stromvektor bzw. der Spannungsvektor des aktiven Filters auf das System einwirken und welche Zustandsgrößen zu regeln sind, damit die Ausbreitung der Störgröße effektiv verhindert werden kann. Der Hauptzweck der entwickelten Blockstruktur besteht demzufolge darin, einen zielgerichteten Entwurf einer effektiven Kompensatorregelung zu ermöglichen. In diesem Zusammenhang sei vor allem auf die Kapitel 4.4 und 5.6 dieser Arbeit verwiesen.

4 Regelungskonzept der TCR-Anlage

4.1 Blockstruktureller Aufbau der TCR-Regelung

Der Block „TCR-Regelung“ aus Bild 3.7 bestimmt wesentlich die dynamischen Eigenschaften der TCR-Anlage. Aufgrund des signifikanten Einflusses, den dieses Strukturelement auch auf das Gesamtsystem ausübt, wird dessen Aufbau und Wirkungsweise nachfolgend eingehend erläutert. Das Bild 4.1 kennzeichnet den internen Aufbau des genannten Blockes.

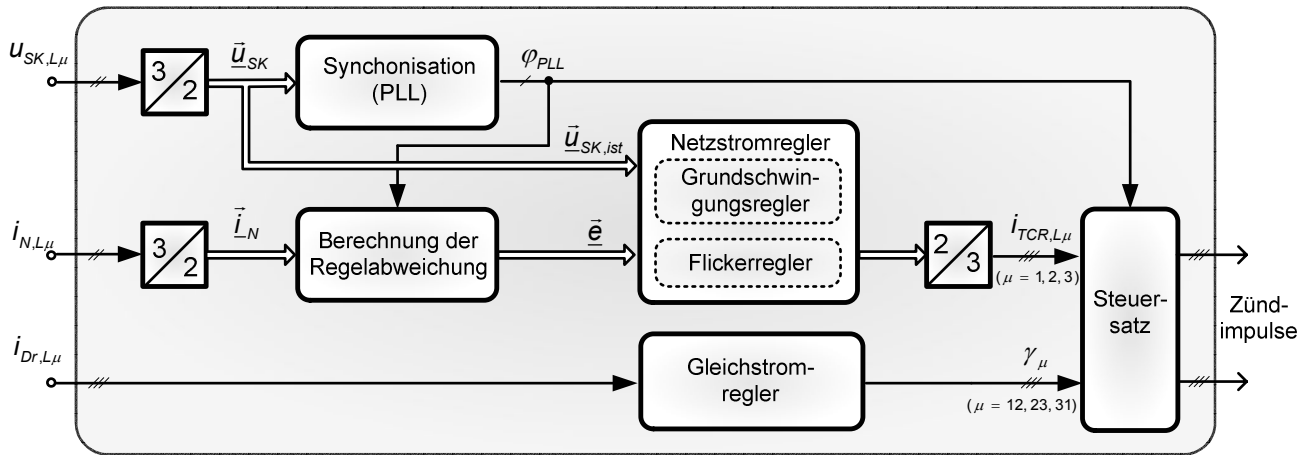


Bild 4.1: Blockstruktureller Aufbau der TCR-Regelung

Die gezeigte Topologie arbeitet vollständig in ruhenden Koordinaten. Aus Sicht des Autors wird bereits dadurch der gegenüber konventionellen Strukturen völlig neue und zugleich innovative Denkansatz deutlich. Gemäß Bild 4.1 werden zunächst unter Nutzung von 3/2-Wandlern, die eine Koordinatentransformation entsprechend Gl. (2.4) vornehmen, die Raumvektoren aus den zweiphasigen Systemgrößen Saugkreisspannung und Netzstrom berechnet. Der Raumvektor der Saugkreisspannung \vec{u}_{SK} wird anschließend zum einen der Synchronisationseinrichtung bzw. der PLL zugeführt, die daraus den zeitvarianten Phasenwinkel des Grundschwingungsvektors dieser Spannung ϕ_{PLL} berechnet. Zum anderen erfolgt eine direkte Aufschaltung des Spannungsvektors auf den Block „Netzstromregler“. Er dient hier als Istwert für die innere Regelschleife des Grundschwingungsreglers. Der Netzstromvektor \vec{i}_N findet entsprechend obiger Abbildung als Eingangsgröße des Blockes „Berechnung der Regelabweichung“ Verwendung.

Dieser ermittelt daraus und unter Verwendung des Phasenwinkels φ_{PLL} den Vektor der Regelabweichung \vec{e} . Der fungiert seinerseits als eine weitere Eingangsgröße des Netzstromreglers. Dieser Regler, der aus einem Grundschrwingungs- und einem Flickerregler besteht, ermittelt schließlich unter Nutzung der in Kapitel 4.4.1 genauer dargestellten Regelungsstruktur den Stellgrößenvektor \vec{i}_{TCR} . Durch einen 2/3-Wandler, der eine auf Gl. (2.7) basierende Transformation vornimmt, wird der Ergebnisvektor des Blockes „Netzstromregler“ in natürliche Koordinaten zurücktransformiert. Das Signal $i_{TCR,L\mu}$ ist demzufolge eine dreiphasige sinusförmige Größe, wobei lediglich die Informationen, die in den Amplituden des Signals enthalten sind, durch den Steuersatz zur Generierung der Zündimpulse herangezogen werden. Weitere Eingangsgrößen des Steuersatzes sind der Phasenwinkel φ_{PLL} und die Gleichstromsteuerwinkel γ_{μ} . Diese (dreiphasigen) Winkel, die von dem Gleichstromregler erzeugt werden, bilden die Stellsignale des gleichnamigen Regelkreises. Als Istwerte der Regler fungiert die Gleichkomponente des dreiphasigen TCR-Drosselstromes $i_{Dr,L\mu}$ aus Bild 3.7.

4.2 Die Synchronisationseinheit

Diese Einrichtung ist zwar kein unmittelbarer Bestandteil des eigentlichen Regelkreises, aber dennoch zum sicheren Funktionieren der Regelung zwingend erforderlich. Wie bereits oben angekungen, ermittelt der in ihr enthaltene Phasenregelkreis die Frequenz und Phasenlage des Grundschrwingungsvektors der Saugkreisspannung. Kennt man diese, so lassen sich einerseits sichere Aussagen über den Leistungsfluss im Gesamtsystem treffen, was bei der Berechnung des Netzstromsollwert- bzw. des Regelabweichungsvektors ausgenutzt wird. Andererseits können erst durch Nutzung dieses Winkels die Zündimpulsgeneratoren des Steuersatzes solche Zündimpulse für die TCR-Thyristoren berechnen, die synchron zur Phasenlage der Saugkreisspannung sind.

Das Übertragungsverhalten der Synchronisationseinheit aus Bild 4.1 im stationären Zustand wird durch die folgende Darstellung charakterisiert.

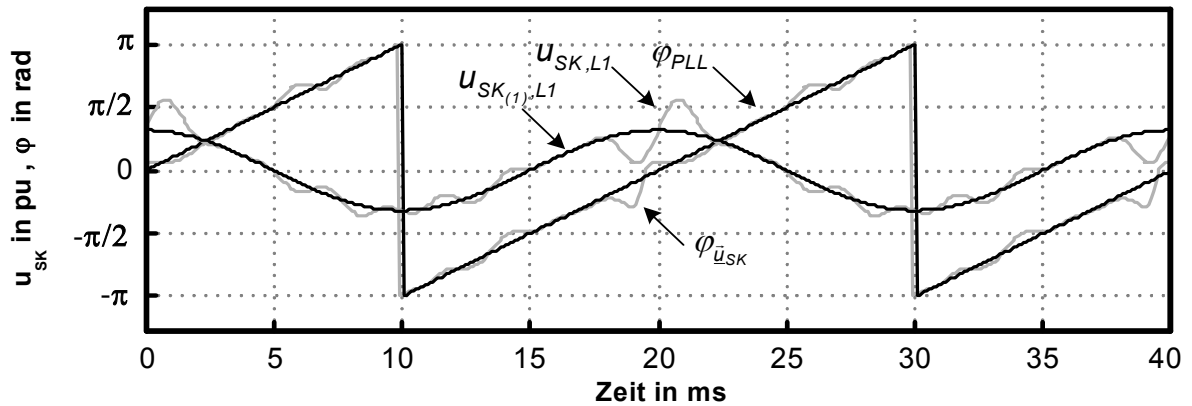


Bild 4.2: Übertragungsverhalten des TCR-Phasenregelkreises im stationären Zustand

Aus den dort enthaltenen Graphen ist ersichtlich, dass die auf die Grundschiwingung bezogene Spannung $u_{SK,L1}$ (bzw. die bezogene α -Komponente von $\underline{\bar{u}}_{SK}$) einen hohen Oberschwingungsgehalt aufweist. Daraus resultiert ebenfalls ein stark verzerrter Phasenwinkel $\varphi_{\underline{\bar{u}}_{SK}}$. Das Ausgangssignal bzw. der Phasenwinkel φ_{PLL} zeichnet sich demgegenüber durch einen geglätteten Verlauf aus. Er repräsentiert, wie gefordert, die Phasenlage der Spannungsgrundschiwingung $u_{SK(1),L1}$.

Gegenstand der Betrachtungen seien nachfolgend die dynamischen Eigenschaften der Synchronisationseinheit. Zur Beurteilung der Dynamik ist die Kenntnis des Blockschaltbildes dieser Baugruppe unerlässlich. Dieses ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

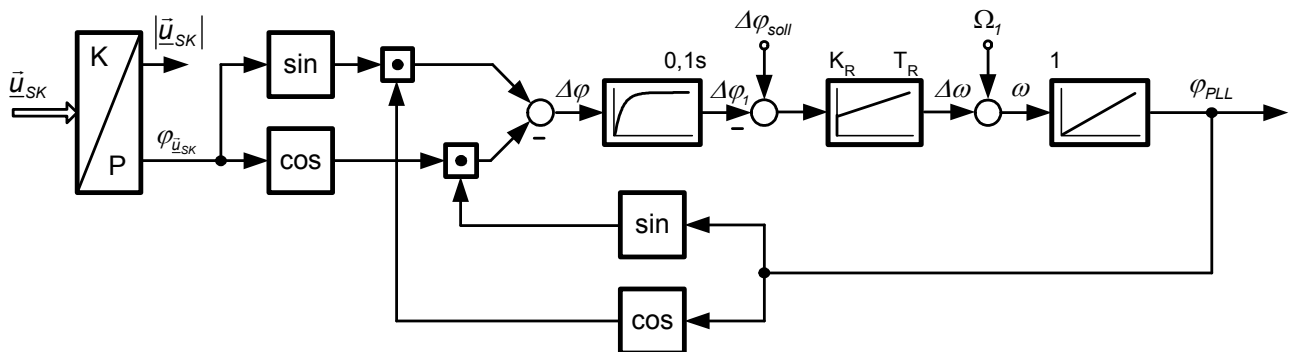


Bild 4.3: Blockstruktur des Phasenregelkreises

Eingangsseitig enthält das Schaltbild einen K/P-Wandler, der den Spannungsvektor $\underline{\bar{u}}_{SK}$ von den kartesischen in Polarkoordinaten überführt. Am Ausgang dieses Blockes steht neben dem Betrag des Saugkreisspannungsvektors auch dessen zeitvarianter Phasenwinkel zur Verfügung.

Anschließend erfolgt die Berechnung der Winkeldifferenz $\Delta\varphi$. Das in Bild 4.3 enthaltene Schaltungskonzept, welches zur Bildung der Winkeldifferenz ein Netzwerk aus Sinus- bzw. Kosinusgeneratoren nutzt, ist nur eine von mehreren Realisierungsmöglichkeiten. Es erfüllt für kleine Winkeldifferenzen die Identität (4.1) näherungsweise.

$$\Delta\varphi = \varphi_{\underline{u}_{SK}} - \varphi_{PLL} \quad (4.1)$$

Das so berechnete Differenzsignal wird anschließend unter Nutzung eines PT_1 -Gliedes tiefpassgefiltert, wodurch alle Frequenzanteile im Signal, die oberhalb der Grenzfrequenz von $\Omega_g = 10 \text{ Hz}$ liegen, gedämpft werden. Unter Nutzung der gefilterten Phasendifferenz $\Delta\varphi_1$ wird in einem weiteren Schritt der Soll-Istwertvergleich durchgeführt, wobei als Sollwert, wie aus Bild 4.2 ersichtlich, in dem hier dargestellten Spezialfall $\Delta\varphi_{\text{soll}} = 0$ gewählt wurde. Die Regelabweichung bzw. das invertierte Signal $\Delta\varphi_{(1)}$ bildet die Eingangsgröße des nachfolgenden PI-Reglers. Dieser regelt unter Nutzung der Stellgröße $\Delta\omega$ die Phasendifferenz $\Delta\varphi_1$ stationär genau zu Null. Durch die in Signalflussrichtung folgende Aufschaltung der Netznennfrequenz $\Omega_1 = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz}$ auf das Reglerausgangssignal kann der Regler entlastet werden. Diese Störgrößenaufschaltung braucht, da Schwankungen in der Netzfrequenz durch die entsprechenden Normen auf ein sehr geringes Intervall begrenzt sind, (laut [15] $50 \text{ Hz} \pm 2\%$ während 95% einer Woche) nur statisch in Form der oben genannten Konstante zu erfolgen. Die Summenkreisfrequenz $\omega = \Omega_1 + \Delta\omega$ wird im darauf folgenden Schritt von einem Integrierer mit der Zeitkonstante $T_i = 1 \text{ s}$ aufintegriert und als Ergebnis stellt sich an dessen Ausgang der gewünschte Phasenwinkel φ_{PLL} ein.

Nachfolgend sollen noch einige grundsätzliche Aussagen zur Parametrierung des Phasenregelkreises getroffen werden. Die Dynamik der Regelschleife wird wesentlich von den Systemeigenschaften der offenen Kette bestimmt [4]. Dimensioniert man diese unter Verwendung der Kriterien des symmetrischen Optimums, so lassen sich folgende Identitäten ableiten:

$$G_o(p) = G_R \cdot G_S = G_R \cdot \frac{1}{1 + T_i p} \cdot \frac{1}{T_i p} = \frac{1 + 4 \cdot T_\Sigma p}{8 \cdot T_\Sigma^2 p^2 (1 + T_\Sigma p)} \quad (4.2)$$

Durch Umstellung der beiden letzten Terme aus Gl. (4.2) nach der Reglerübertragungsfunktion G_R und Wahl der Zeitkonstante $T_\Sigma = T_i$ lassen sich die gesuchten Reglerparameter durch Koeffizientenvergleich mit der Übertragungsfunktion eines Gleichgrößen-PI-Reglers bestimmen.

Wie für Regelkreise charakteristisch, die nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt werden, beträgt die Schnittfrequenz der offenen Schleife $\omega_s = 1/(2 \cdot T_1)$ bei einer Phasenreserve von $\gamma_r = 42^\circ$. Aus diesen Ausführungen resultiert, dass durch die Zeitkonstante T_1 die dynamischen Eigenschaften des Kleinsignalverhaltens der gesamten Regelschleife eingestellt werden kann, wobei große Werte der Konstanten T_1 mit niedrigen Schnittfrequenzen und demzufolge mit großen Ausregelzeiten korrelieren. Entsprechend der oben getroffenen Aussage ist jedoch bei Netzanwendungen die Wahl einer geringeren Dynamik bei gleichzeitig verbesserten Filtereigenschaften der PLL durchaus angebracht.

Anhand des Graphen aus Bild 4.4 können Aussagen über die Dynamik des Einschwingvorganges des Phasenregelkreises getroffen werden. Er enthält den zeitlichen Verlauf der gefilterten Winkeldifferenz. Daraus lässt sich ableiten, dass die PLL nach etwa 1,5 s - das entspricht 75 Netzperioden – ihren stationären Zustand erreicht hat.

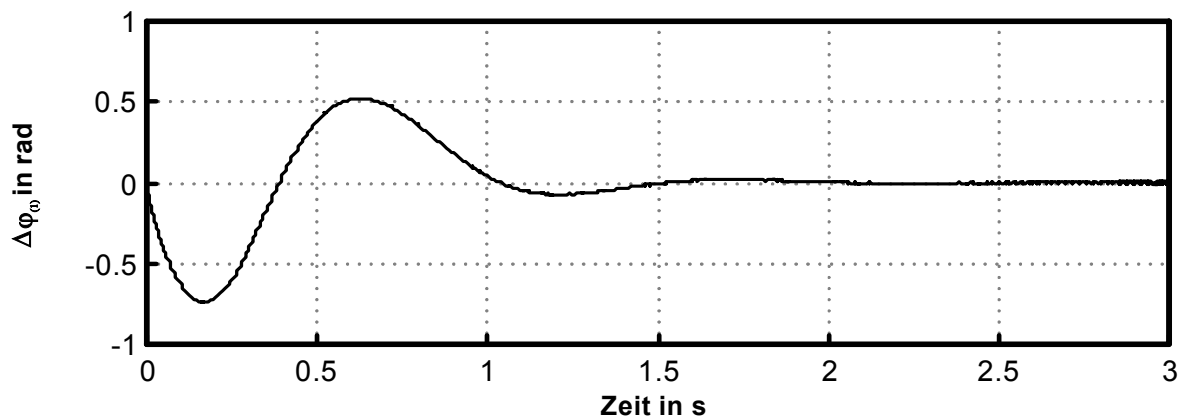


Bild 4.4: Einschwingvorgang des Phasenregelkreises

4.3 TCR-Steuersatz

Nach den in Kapitel 4.1 getroffenen Aussagen besteht die grundsätzliche Aufgabe des Blockes „Steuersatz“ aus Bild 4.1 in der Bereitstellung geeigneter Zündimpulse für die TCR-Thyristoren aus Bild 4.5.

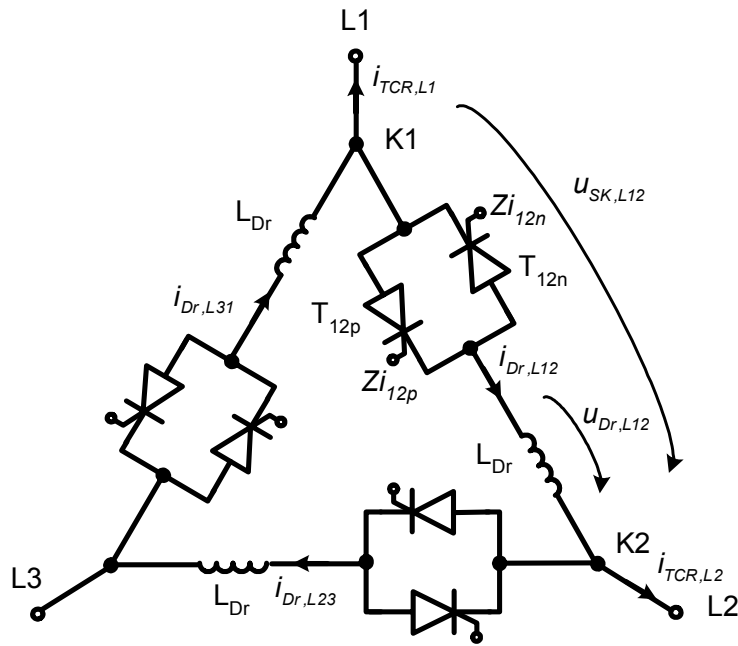


Bild 4.5: Topologie des Stellgliedes der TCR-Anlage

Zum Verständnis der später angegebenen Steuersatztopologie sind spezielle Kenntnisse über das Systemverhalten der oben gezeigten Schaltung notwendig. Die das Verhalten kennzeichnenden mathematischen Zusammenhänge werden deshalb gesondert in dem folgenden Kapitel hergeleitet.

4.3.1 Grundlegende Betrachtungen

Bedingt durch den symmetrischen Aufbau der Schaltung nach Bild 4.5 genügt es, die nachfolgenden Ableitungen beispielhaft anhand des Zweiges zwischen den Knoten K1 und K2 vorzunehmen. Alle unten verwendeten Systemgrößen wären zur vollständigen Kennzeichnung gegebenenfalls noch mit dem Index L12 zu versehen. Um die Übersichtlichkeit zu erhöhen, soll dieses jedoch nachfolgend unterbleiben. Es sei jedoch angemerkt, dass die für den oben genannten Zweig abgeleiteten mathematischen Zusammenhänge, gegebenenfalls nach Beachtung der durch das Drehstromnetz vorgegebenen Phasenverschiebung, auch für die beiden verbleibenden Zweige Gültigkeit besitzen.

Steuert man unter Nutzung der beiden Thyristoren T_{12p} und T_{12n} die Spannung über der Drossel L_{Dr} , so ändern sich auch die daraus abgeleiteten integralen Größen wie der Spannungseffektivwert und die Amplitude der Spannungsgrundschwingung kontinuierlich über den gesamten Aussteuerbereich. Die Steuerung der Spannung führt zu einem stetig veränderbaren Stromfluss im betrachteten TCR-Zweig, der bei rein induktiver Belastung (L_{Dr}) und geeigneter Parameterwahl den in Bild 4.6 gezeigten qualitativen zeitlichen Verlauf besitzt.

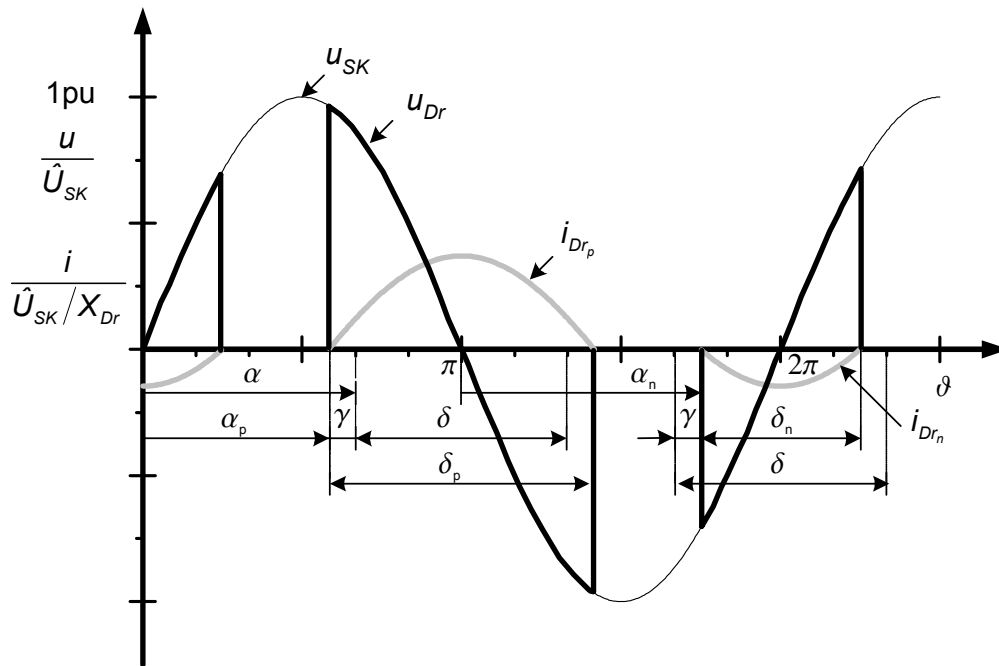


Bild 4.6: Qualitativer Zeitverlauf charakteristischer Systemgrößen des TCR-Zweiges

Gegenüber dem üblicherweise in der Literatur vorgeschlagenen Phasenanschnittverfahren [9], zu dessen eindeutiger Charakterisierung lediglich der Steuerwinkel α (oder der daraus ableitbare Stromflusswinkel $\delta = 2 \cdot (\pi - \alpha)$) notwendig ist, muss zur Beschreibung des in Bild 4.6 vorgestellten erweiterten und somit neuartigen Ansteuerverfahrens ein zusätzlicher Steuerparameter - in der vorliegenden Arbeit als Gleichstromsteuerwinkel γ bezeichnet - eingeführt werden. Durch Nutzung dieses Winkels können die Strom-Zeit-Flächen von positiver und negativer Stromhalbschwingung unterschiedlich groß gewählt werden. Daraus resultiert schließlich eine Gleichkomponente im Drosselstrom i_{Dr} , die als Stellgröße des Gleichgrößenreglers aus Bild 4.1 Verwendung findet.

Unter Nutzung des zeitvarianten Stromes aus Bild 4.6 sollen nun die für den Betrieb des Steuersatzes notwendigen integralen Größen abgeleitet werden. Da sie entsprechend der oben gezeigten Abbildung durch die Steuerparameter variiert werden können, sind so genannte Ansteuergesetze zu formulieren, die diese Abhängigkeiten berücksichtigen

Zur einfacheren Ableitung der Gesetze ist die Definition der nachfolgend angegebenen Hilfsparameter zweckmäßig:

- Zündwinkel der positiven Stromhalbschwingung: $\alpha_p = \alpha - \gamma$
- Stromflusswinkel der positiven Stromhalbschwingung: $\delta_p = \alpha + 2\gamma$
- Zündwinkel der negativen Stromhalbschwingung: $\alpha_n = \alpha + \gamma$
- Stromflusswinkel der negativen Stromhalbschwingung: $\delta_n = \alpha - 2\gamma$

Damit die spätere Berechnung der integralen Größen gelingt, muss zunächst für den zeitveränderlichen Drosselstrom eine mathematische Beschreibung gefunden werden. Aufgrund der stückweisen Stetigkeit, der in Bild 4.6 dargestellten Funktionen, sind die abzuleitenden Gleichungen jeweils nur in einem bestimmten Zeitintervall gültig. Die Herleitung einer solchen - nur abschnittsweise gültigen - mathematischen Lösung soll nachfolgend am Beispiel der Funktion für die positive Halbschwingung des Drosselstromes ausführlich dargestellt werden.

Während der Leitdauer (δ_p) des Thyristors T_{12p} aus Bild 4.5 kann auf der Grundlage von Bild 4.6 für den Spannungsabfall über der Drossel L_{Dr} geschrieben werden:

$$u_{Dr}(\vartheta) = \hat{U}_{SK} \cdot \sin(\vartheta) \quad \text{mit} \quad \vartheta = \Omega_1 \cdot t. \quad (4.3)$$

Durch Nutzung der Strom-Spannungs-Relation einer verlustlosen Induktivität findet man für den Drosselspannungsabfall außerdem:

$$u_{Dr}(\vartheta) = X_{Dr} \cdot \frac{di_{Drp}}{d\vartheta} \quad \text{mit} \quad X_{Dr} = \Omega_1 \cdot L_{Dr}. \quad (4.4)$$

Setzt man in einem weiteren Schritt die Beziehungen (4.3) und (4.4) gleich und stellt anschließend die resultierende Identität in geeigneter Weise nach dem Strom i_{Drp} um, so ergibt sich das unbestimmte Integral nach Gl. (4.5).

$$i_{Drp}(\vartheta) = \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \int \sin(\vartheta) d\vartheta \quad (4.5)$$

Die Integration des Standardintegrals führt auf die Ergebnisfunktion, wobei K eine noch zu ermittelnde Integrationskonstante ist.

$$i_{Dr_p}(\vartheta) = \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \cdot (-\cos(\vartheta)) + K. \quad (4.6)$$

Eine Bestimmung der Konstante K ist üblicherweise durch die Wahl einer dem Problem entsprechenden Anfangsbedingung möglich. Aus den Zeitverläufen des Bild 4.6 ist folgende Bedingung abzuleiten:

$$i_{Dr_p}(\vartheta = \alpha_p) = 0 = \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \cdot (-\cos(\alpha_p)) + K \quad (4.7)$$

Durch geeignete Umstellung der Gl. (4.7) kann nun die Integrationskonstante ermittelt werden. Setzt man diesen Term in die Gl. (4.6) ein, ergibt sich für die positive Halbschwingung des Drosselstromes endgültig:

$$i_{Dr_p}(\vartheta) = \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \cdot (\cos(\alpha_p) - \cos(\vartheta)). \quad (4.8)$$

Unter Nutzung eines nahezu äquivalenten Rechenweges lässt sich für die negative Halbschwingung dieses Stromes die Identität (4.9) herleiten.

$$i_{Dr_n}(\vartheta) = -\frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \cdot (\cos(\alpha_n) + \cos(\vartheta)) \quad (4.9)$$

Die stückweise stetige Funktion des Drosselstromes i_{Dr} ist nun durch Verwendung der oben hergeleiteten Zusammenhänge folgendermaßen darstellbar:

$$i_{Dr}(\vartheta) = \begin{cases} i_{Dr_n}(\vartheta) & 0 \leq \vartheta \leq \delta_n/2 \quad \text{und} \quad \pi + \alpha_n \leq \vartheta \leq 2\pi \\ i_{Dr_p}(\vartheta) & \alpha_p \leq \vartheta \leq \alpha_p + \delta_p \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.10)$$

Nun lassen sich, da jetzt der zeitliche Verlauf des Stromes bekannt ist, die das Betriebsverhalten der TCR-Anlage charakterisierenden integralen Größen berechnen. Durch den Steuersatz soll auf die Gleichkomponente und die Grundschiwingung des Stromes i_{Dr} unter Nutzung der Steuerparameter α und γ eingewirkt werden. Demzufolge sind für diese beiden Komponenten, unter Nutzung des aus der harmonischen Analyse bekannten Formelwerkes, die oben angesprochenen Ansteuergesetze zu ermitteln.

Bedingt durch die stückweise Stetigkeit der Funktion $I_{Dr}(\vartheta)$ zerfällt das Integral zur Berechnung der Gleichkomponente des Drosselstromes in zwei Anteile. Einer ist dabei in der positiven Halbschwingung des Drosselstromes ($I_{Drp(0)}$) enthalten. Einen weiteren Beitrag ($I_{Drn(0)}$) liefert die negative Halbschwingung.

$$I_{Dr(0)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\vartheta}^{2\pi+\vartheta} i_{Dr}(\vartheta) d\vartheta = I_{Drp(0)} + I_{Drn(0)} \quad (4.11)$$

Unter Nutzung der Symmetrieeigenschaften der Stromkomponenten i_{Drp} und i_{Drn} (es sind jeweils im mathematischen Sinn grade Funktionen) und der aus Bild 4.6 zu entnehmenden Integrationsgrenzen folgt für die beiden Gleichkomponenten detaillierter:

$$I_{Drp(0)} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} \int_{\alpha_p}^{\pi} (\cos(\alpha_p) - \cos(\vartheta)) d\vartheta, \quad (4.12)$$

$$I_{Drn(0)} = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} \int_0^{\delta_n/2} (\cos(\alpha_n) + \cos(\vartheta)) d\vartheta. \quad (4.13)$$

Löst man die bestimmten Integrale aus den Gleichungen (4.12) und (4.13) unter Beachtung der angegebenen Grenzen, so können für die beiden Komponenten des Gleichstromes $I_{Dr(0)}$ folgende Steuergesetze formuliert werden:

$$I_{Drp(0)} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} ((\pi - \alpha_p) \cdot \cos(\alpha_p) + \sin(\alpha_p)) = f(\alpha_p(\alpha, \gamma)), \quad (4.14)$$

$$I_{Drn(0)} = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} ((\pi - \alpha_n) \cdot \cos(\alpha_n) + \sin(\alpha_n)). \quad (4.15)$$

Die Steuergesetze sind nach geeigneter Substitution der Hilfsparameter, wie bei Gl. (4.14) angedeutet, nur noch von den Parametern α und γ abhängig. Es gelingt außerdem noch unter Verwendung von Additionstheoremen und Beachtung von Gl. (4.11) einen vereinfachten Term für den Strom $I_{Dr(0)}$ abzuleiten. In diesem Zusammenhang sei auf das folgende Kapitel verwiesen.

Das für die eigentliche Funktion der TCR-Anlage, d.h. für die Einspeisung eines geeigneten Grundschwingungsblindstromes, wichtigere Steuergesetz kennzeichnet die Abhängigkeit der Stromgrundschwingungsamplitude von den oben genannten Steuerparametern.

Die Betrachtung des zeitveränderlichen Drosselstromverlaufes aus Bild 4.6 lässt vermuten, dass dessen grundfrequente Komponente einen kosinusförmigen Verlauf besitzen wird. Deshalb ist für sie folgender Ansatz angebracht:

$$i_{Dr(1)} = \hat{a} \cdot \cos(\vartheta). \quad (4.16)$$

Unter Nutzung der Gleichungen, die von der harmonischen Analyse bereitgestellt werden, kann zur Berechnung der Amplitude \hat{a} aus Gl. (4.16) folgendes Integral gefunden werden:

$$\hat{a} = \frac{2}{\pi} \int_{\vartheta}^{\vartheta+\pi} i_{Dr}(\vartheta) \cdot \cos(\vartheta) d\vartheta = \hat{a}_p + \hat{a}_n. \quad (4.17)$$

Bei Berücksichtigung von Beziehung (4.10) wird deutlich, dass sich auch die Amplitude - ähnlich wie der Gleichanteil - aus zwei separaten Komponenten zusammensetzt. Wie durch Identität (4.17) angedeutet wird, trägt jeweils wieder die positive (\hat{a}_p) und die negative (\hat{a}_n) Stromhalbschwingung einen Anteil zur Gesamtamplitude bei. Für diese beiden Komponenten lassen sich nun unter Beachtung der Stetigkeitsintervalle und Symmetriebedingungen aus Bild 4.6 folgende Integrale herleiten:

$$\hat{a}_p = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \int_{\alpha_p}^{\pi} (\cos(\alpha_p) - \cos(\vartheta)) \cdot \cos(\vartheta) d\vartheta, \quad (4.18)$$

$$\hat{a}_n = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \int_0^{\delta_n/2} (\cos(\alpha_n) + \cos(\vartheta)) \cdot \cos(\vartheta) d\vartheta. \quad (4.19)$$

Durch Ausführung der Integration ergeben sich die nachstehenden Bestimmungsgleichungen für die Komponenten der Grundschwingung:

$$\hat{a}_p = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \left(\pi - \alpha_p + \frac{1}{2} \cdot \sin(2\alpha_p) \right) = f(\alpha_p(\alpha, \gamma)), \quad (4.20)$$

$$\hat{a}_n = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} \left(\pi - \alpha_n + \frac{1}{2} \cdot \sin(2\alpha_n) \right) = f(\alpha, \gamma). \quad (4.21)$$

Nach Aussage von Gl. (4.17) ist - nach geeigneter Umformung - auch das Steuergesetz für diese Fourierkomponente nur von den Parametern α und γ abhängig. Die Ableitung einer geschlossenen mathematischen Gleichung für die Parameterabhängigkeit der Grundschwingungsamplitude beim unsymmetrischen Phasenanschnittverfahren kann auch hier unterbleiben, da sie für das Verständnis der Wirkungsweise des Steuersatzes nicht notwendig ist.

Es soll nachfolgend jedoch noch der Sonderfall untersucht werden, der sich unter der Bedingung $\gamma = 0$ einstellt. In diesem speziellen Fall sind die Zündwinkel α_p und α_n jeweils gleich dem Winkel α . Das führt, wenn man diese Äquivalenz in die Gleichungen (4.14) und (4.15) einsetzt, zum Verschwinden der Gleichkomponente des Drosselstromes gemäß Gl. (4.11). Außerdem ergeben sich, wenn die Äquivalenz $\alpha_p = \alpha_n = \alpha$ in den Beziehungen (4.20) und (4.21) Beachtung findet, jeweils zwei gleichgroße Grundswingungskomponenten ($\hat{a}_p = \hat{a}_n = \hat{a}_k$). Durch Berücksichtigung dieses Ergebnisses in Gl. (4.17) erhält man den auch aus der Literatur bekannten Zusammenhang [10] für die Grundswingungsamplitude des Stromes einer (symmetrisch) phasenanschnittgesteuerten Drossel.

$$\hat{a}(\alpha, \gamma = 0) = 2 \cdot \hat{a}_k = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}} (2 \cdot (\pi - \alpha) + \sin(2\alpha)) \quad \text{mit} \quad \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi \quad (4.22)$$

Eine Analyse dieses Terms lässt erkennen, dass sich das Amplitudenmaximum bei einem Steuerwinkel von $\alpha = \pi/2$ einstellt. Folgende Konstante kann unter Nutzung dieser Erkenntnis definiert werden:

$$\hat{a}(\alpha = \frac{\pi}{2}, \gamma = 0) = \hat{a}_{max} = -\frac{\hat{U}_{SK}}{X_{Dr}}. \quad (4.23)$$

Die maximale Amplitude gemäß Gl. (4.23) lässt sich nun zur Normierung der Gl. (4.22) verwenden. Es resultiert Beziehung (4.24).

$$\frac{\hat{a}}{\hat{a}_{max}} = \frac{1}{\pi} \cdot (2(\pi - \alpha) + \sin(2\alpha)) \quad (4.24)$$

Nach Aussage der oben abgeleiteten Zusammenhänge kann der Zweig zwischen den Knoten K1 und K2 aus Bild 4.6 aus regelungstechnischer Sicht als steuerbare Stromquelle interpretiert werden, die unter Verwendung der Parameter α und γ sowohl eine Gleichstrom- als auch eine Grundswingungsblindstromkomponente in die entsprechenden Netzknoten einprägen kann. Die Güte der Stromeinprägung hängt dabei maßgeblich von der Konstanz des Dachwertes der Saugkreisspannung ab. Sie kann gegebenenfalls durch topologische Maßnahmen verbessert werden.

Eine vollständige Fourieranalyse des Drosselstromes i_{Dr} aus Bild 4.6 würde verdeutlichen, dass der Strom einen hohen Oberschwingungsgehalt aufweist. Diese Stromkomponenten besitzen bei symmetrischer Phasenanschnittsteuerung ($\gamma = 0$) Ordnungszahlen von $v=2k+1$ mit $k = 1, 2, 3 \dots$. Auf die Parameterabhängigkeit dieser Oberschwingungen soll jedoch an dieser Stelle nicht vertiefend eingegangen werden. In diesem Zusammenhang sei auf die entsprechende Spezialliteratur verwiesen [9]. Es wird jedoch hier explizit daran erinnert, dass die durch drei teilbaren Harmonischen im Fall einer symmetrischen TCR-Aussteuerung ($\alpha_{12}=\alpha_{23}=\alpha_{31}$), aufgrund ihrer Phasenlage nicht in das EES emittiert werden. Sie zirkulieren in diesem Spezialfall nur in den in Dreieck geschalteten TCR-Zweigen aus Bild 4.5. Diese aus Sicht der Oberschwingungsbelastung ideale TCR-Aussteuerung stellt sich jedoch unter realen Betriebsbedingungen selten ein. Daraus folgt, dass in Abhängigkeit vom Unsymmetriegrad der Aussteuerung eine mehr oder minder starke Belastung des EES auch von den durch drei teilbaren Harmonischen zu erwarten ist.

Mit den oben abgeleiteten nichtlinearen und über die Einflussgrößen α und γ verkoppelten Steuergleichungen für die Gleich- und die Grundschwingungskomponente des Drosselstromes lässt sich bei Kenntnis der Steuerparameter ein Zahlenwert für die entsprechende Stromkomponente berechnen. Wie jedoch in dem folgenden Kapitel dargelegt wird, basiert die Wirkungsweise des Streuersatzes gerade auf den dazu inversen Zusammenhängen. Dabei ergeben sich für die Steuerparameter transzendente Gleichungen, die in geeigneter Art und Weise zu lösen sind.

4.3.2 Blockstruktureller Aufbau des TCR-Steuersatzes

Die Blockstruktur des TCR-Steuersatzes basiert maßgeblich auf den theoretischen Erkenntnissen, die im vorhergehenden Kapitel abgeleitet wurden. Sie ist in Bild 4.7 enthalten. Der Steuersatz muss, um eine unsymmetrische TCR-Aussteuerung zu ermöglichen, dreiphasig aufgebaut sein. Daher ist es hier notwendig - im Gegensatz zum vorhergehenden Kapitel - die Wirkungsweise bestimmter Blöcke unter Verwendung von dreiphasigen Systemparametern zu erläutern. So wird etwa aus dem Dachwert der Grundschwingung des Drosselstromes entsprechend Gl. (4.22) hier die in Bild 4.7 enthaltenen dreiphasigen Leiter-Leiter-Größen \hat{a}_μ mit $\mu = 12, 23, 31$.

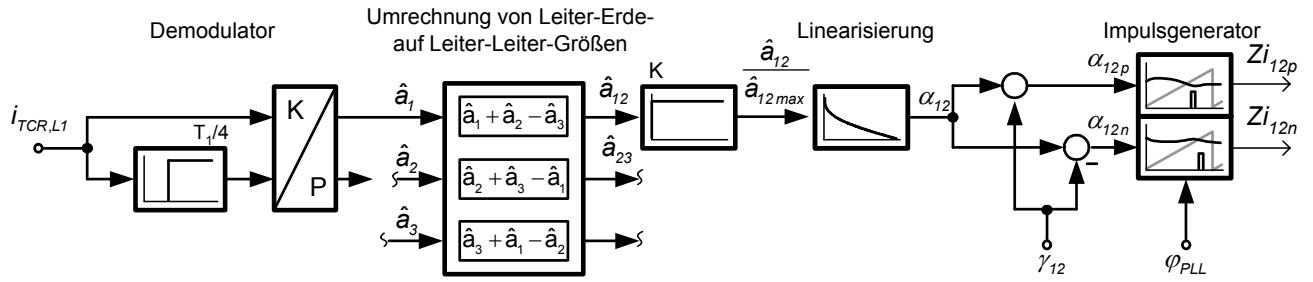


Bild 4.7: Blockstruktur des TCR-Steuersatzes

Nur durch den dreiphasigen Aufbau des Steuersatzes gemäß Bild 4.7 ist gewährleistet, dass die TCR-Anlage auch ein Blindstromgensystem in das EES einprägen kann. Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit wurde in der obigen Darstellung weitestgehend nur der Signalflusspfad zur Generierung der Zündimpulse Z_{i12p} und Z_{i12n} angegeben. Die Strukturen zur Erzeugung der jeweils anderen beiden Zündimpulspaare sind zu der in Bild 4.7 dargestellten völlig äquivalent und brauchen deshalb nicht explizit angegeben werden.

Um nahtlos an die Argumentation aus dem vorherigen Kapitel anknüpfen zu können, erfolgt die Strukturbeschreibung des TCR-Steuersatzes entgegen der Signalflussrichtung. Der Impulsgenerator gemäß Bild 4.7 ist daher zunächst Gegenstand der weiteren Betrachtungen. Dieser berechnet die Zündimpulse für die Thyristoren T_{12p} und T_{12n} aus Bild 4.5 unter Nutzung der Eingangssignale α_{12p} , α_{12n} und φ_{PLL} . Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise dieses Blockes sollen die in Bild 4.8 a) enthaltenen Simulationsergebnisse dienen. Aus dem Signal φ_{PLL} (Bild 4.2) werden zunächst, unter Nutzung einer geeigneten Logikbaugruppe, blockintern die beiden Referenzwinkel $\varphi_{Zi,12p}$ und $\varphi_{Zi,12n}$ generiert. Diese besitzen, da sie vom Winkel des Phasenregelkreises abgeleitet wurden, eine gegenüber der Leiter-Leiter-Spannung $u_{SK,L12}$ definierte Phasenlage. Der Zündimpuls für den Thyristor T_{12p} wird gemäß Bild 4.8 a) immer dann von einem geeigneten Komparator ausgelöst, wenn der Referenzwinkel $\varphi_{Zi,12p}$ den zeitvarianten Zündwinkel α_{12p} übersteigt. Derselbe Vorgang läuft natürlich auch bei der Generierung der negativen Zündimpulse Z_{i12n} ab.

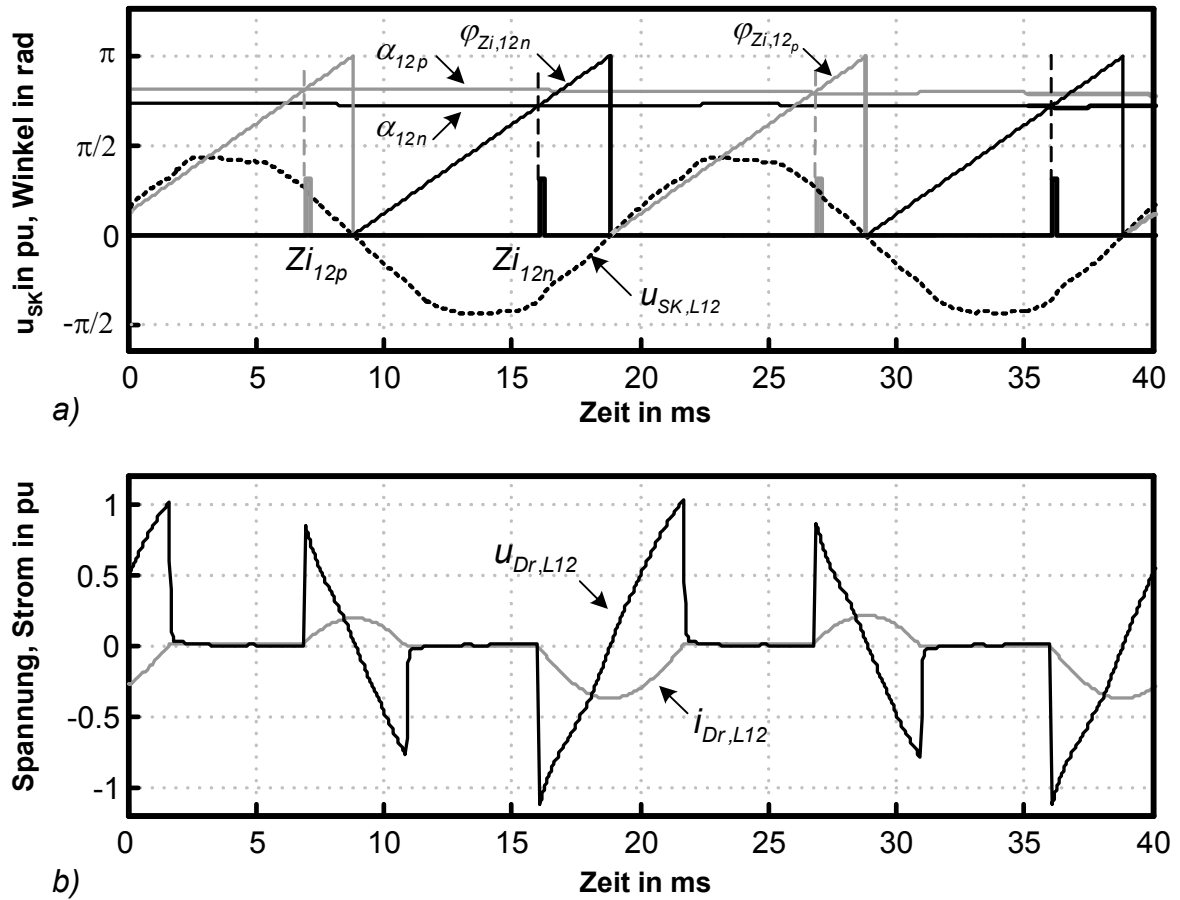


Bild 4.8: Wirkungsweise der Impulsgeneratoren

a) Generation der Zündimpulse; b) Zeitverlauf signifikanter Systemgrößen der TCR-Drossel

Das Bild 4.8 b) kennzeichnet den aus der Zündimpulsfolge (Bild 4.8 a)) resultierenden Spannungsabfall über der Drossel L_{Dr} sowie den dadurch hervorgerufenen Stromfluss im Zweig zwischen den Knoten K1 und K2. Die Ähnlichkeit mit den in Bild 4.6 enthaltenen Graphen ist unverkennbar. Wie zu erwarten war, führt die Differenz zwischen den beiden Zündwinkeln α_{12p} und α_{12n} zu unterschiedlich großen Stromhalbschwingungen. Daraus resultiert, da α_{12n} kleiner als α_{12p} ist, ein negativer Gleichstromoffset im Drosselstrom.

Gegenstand der Betrachtungen ist nun wieder die Steuersatzstruktur gemäß Bild 4.7. In Anlehnung an die unter Kapitel 4.3.1 definierten Hilfsparameter werden die Zündwinkel α_{12p} und α_{12n} aus den vorgegebenen Steuerparametern α_{12} und γ_{12} berechnet. Diese Parameter wiederum sind, entsprechend der im vorherigen Kapitel getroffenen Aussagen, durch Inversion der Ansteuergesetze bestimmbar.

Die Umstellung der Steuergesetze nach den Parametern α_{12} und γ_{12} führt jedoch nicht auf einen geschlossenen mathematischen Term. Eine Analyse der Aufgabenstellung lässt vielmehr erkennen, dass die Berechnung der Steuerparameter bei vorgegebener Grundswingungsamplitude \hat{a}_{12} und bekanntem Gleichanteil $I_{Dr(0),12}$ des Drosselstromes nur durch eine näherungsweise Lösung des sich ergebenden transzendenten Gleichungssystems möglich ist.

Nachfolgend soll zunächst dargelegt werden, wie aus der Stellgröße „Gleichanteil des Drosselstromes“ der dazugehörige Winkel γ_{12} bestimmt werden kann. Dazu ist einschränkend vorauszusetzen, dass der Gleichstromregler aus Bild 4.1 zur Erfüllung seiner Aufgabe nur einen zur Grundswingung verhältnismäßig kleinen Gleichstrombetrag in den entsprechenden TCR-Zweig einzuprägen braucht. Unter dieser Voraussetzung ist auch der dafür notwendige Winkelbetrag γ_{12} klein gegenüber dem Grundswingungssteuerwinkel α_{12} . Weiterhin kann zugelassen werden, dass die dynamischen Anforderungen an den Gleichstromregelkreis ebenfalls nicht sonderlich hoch sind. Unter Beachtung dieser neuen Randbedingungen werden nun die Gleichungen (4.14) und (4.15), nachdem die Hilfsparameter α_{12p} und α_{12n} durch die Steuerparameter α_{12} und γ_{12} substituiert wurden, nochmals eingehender untersucht.

$$I_{Dr_{p(0),12}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} ((\pi - \alpha_{12} + \gamma_{12}) \cdot \cos(\alpha_{12} - \gamma_{12}) + \sin(\alpha_{12} - \gamma_{12})) \quad (4.25)$$

$$I_{Dr_{n(0),12}} = -\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} ((\pi - \alpha_{12} - \gamma_{12}) \cdot \cos(\alpha_{12} + \gamma_{12}) + \sin(\alpha_{12} + \gamma_{12})) \quad (4.26)$$

Bei beiden Gleichungen gelingt eine weitere Umformung durch Nutzung der Additionstheoreme. Beispielhaft soll dieser Schritt an einem Term aus Gl. (4.25) verdeutlicht werden.

$$\cos(\alpha_{12} - \gamma_{12}) = \cos(\alpha_{12}) \cdot \cos(\gamma_{12}) + \sin(\alpha_{12}) \cdot \sin(\gamma_{12}) \quad (4.27)$$

In Beziehung (4.27) können nun die Funktionen $\cos(\gamma_{12})$ und $\sin(\gamma_{12})$ durch ihre erste Näherung, wie es bei kleinen Winkeln (γ_{12}) zulässig ist, ersetzt werden. Dadurch ergibt sich Identität (4.28).

$$\cos(\alpha_{12} - \gamma_{12}) \approx \cos(\alpha_{12}) + \sin(\alpha_{12}) \cdot \gamma_{12} \quad (4.28)$$

Verfährt man mit den verleibenden Termen aus den Gleichungen (4.25) und (4.26) ebenso und setzt die ermittelten Näherungsbeziehungen wieder in die genannten Beziehungen ein, so kann unter Beachtung von (4.11) die nun weitaus übersichtlichere Gleichung für den Gleichstrom abgeleitet werden.

$$I_{Dr(0),12} \approx \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{Sk}}{X_{Dr}} \cdot 2\gamma_{12} \cdot (\pi - \alpha_{12}) \cdot \sin(\alpha_{12}) \quad (4.29)$$

Die Näherungsbeziehung (4.29) ist für den Gleichstromsteuerwinkel γ nicht mehr transzendent und enthält lediglich noch einen vom Winkel α abhängigen Verstärkungsfaktor. Durch Umstellung dieser Gleichung nach dem Winkel γ kann nun, wie eingangs gefordert, für dessen Abhängigkeit von dem Gleichstrom $I_{Dr(0),12}$ ein geschlossener mathematischer Ausdruck abgeleitet werden. Die Gl. (4.30) kennzeichnet den ermittelten linearen Zusammenhang, der jedoch - dies sei hier nochmals explizit vermerkt - nur im Fall kleiner Gleichstromsteuerwinkel γ seine volle Gültigkeit besitzt. Bei größeren Winkeln wird der dann verstärkt auftretende Fehler durch die Regelung kompensiert.

$$\gamma_{12} \approx K(\alpha_{12}) \cdot I_{Dr(0),12} \quad (4.30)$$

Betrachtet man nun in einer weiteren Überlegung das mittlere $K(\alpha_{12})$ als in dem Verstärkungsfaktor des Gleichstromreglers enthalten, so kann dessen Stellgröße direkt als Gleichstromsteuerwinkel interpretiert werden. Es ist demzufolge - wie in Bild 4.1 ersichtlich - zulässig, den Reglerausgang der Kreisstromregler direkt auf die Gleichstromsteuerwinkel des TCR-Steuersatzes (Bild 4.7) zu schalten.

Die nun folgenden Aussagen beziehen sich auf den Block Linearisierung aus Bild 4.7. Sie werden unter der Voraussetzung eingeschwungener Kreisstromregler getroffen. Dies korreliert entsprechend Kapitel 4.3.1 mit der Bedingung $\gamma = 0$. Unter Beachtung dieser Randbedingung ist eine zu Gl. (4.24) inverse Beziehung am besten dafür geeignet, den gewünschten Zusammenhang zwischen der Eingangsgröße „bezogene Grundswingungsamplitude“ und der Ausgangsgröße „Steuerwinkel“ herzustellen. Im Unterschied zu dem zuvor diskutierten Fall sind für den Grundswingungsregelkreis die oben getroffenen Vereinbarungen kleiner Zahlenwert für den Steuerwinkel, geringe dynamische Ansprüche an den Regelkreis nicht gültig. Vielmehr variierten die Grundswingungsamplituden der Drosselströme und somit die Steuerwinkel γ_μ in einem breiten Wertebereich.

Der Abbruch der Taylorreihenentwicklung des Terms $\sin(2\alpha)$ aus Gl. (4.24) nach dem ersten Glied ist deshalb an dieser Stelle im Gegensatz zu Gl. (4.28) unzulässig. Es besteht vielmehr die Notwendigkeit, den exakten Zusammenhang $\alpha_{12} = f(\hat{a}_{12})$ zu ermitteln, was entsprechend Beziehung (4.24) die punktuelle Lösung einer transzendenten Gleichung erfordert. Aus der Menge an bekannten Algorithmen, die durch die numerische Mathematik für dieses Problem bereitgestellt werden, soll hier die Fixpunktiteration zum Einsatz kommen. Wendet man die Lösungsvorschrift dieses numerischen Verfahrens auf die Gl. (4.24) an, so ist unter Verwendung geeigneter Rechentechnik folgender Algorithmus zu realisieren.

$$\tilde{\alpha}_{12}^{(k+1)} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{\hat{a}_{12}}{\hat{a}_{12(max)}} \right) - \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \tilde{\alpha}_{12}^{(k)}) \quad (4.31)$$

Wobei der mit dem Symbol „ \sim “ gekennzeichnete Steuerwinkel aus Gl. (4.31) durch Beziehung (4.32) zu berechnen ist.

$$\tilde{\alpha}_{12} = \alpha_{12} - \frac{\pi}{2} \quad (4.32)$$

Wählt man beispielsweise die bezogene Amplitude in Gl. (4.31) zu $\hat{a}_{12}/\hat{a}_{12(max)} = 0.5$ und iteriert genügend oft, so ergibt sich für $\tilde{\alpha}_{12}$ einen Zahlenwert von 0.416 rad. Nachdem die Substitution entsprechend Gl. (4.32) berücksichtigt wurde, erhält man schließlich einen Zündwinkel von $\alpha_{12} = 1.987$ rad.

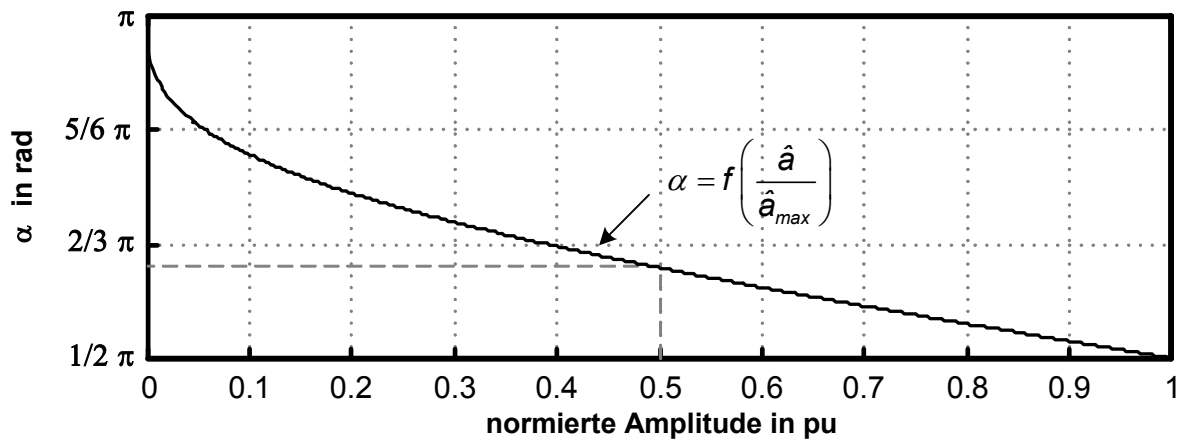


Bild 4.9: Inverse Steuerkennlinie

Dieser Zahlenwert kann auch aus Bild 4.9 entnommen werden. Es enthält die inverse Steuerkennlinie zu Gl. (4.24), wobei diese punktweise unter Nutzung der Iterationsvorschrift (4.31) bestimmt wurde. Die so berechneten Wertepaare wurden außerdem im Block „Linearisierung“ aus Bild 4.7 als Wertetabelle hinterlegt. Durch Verwendung dieses Blocks ist es nun, unter Umgehung einer On-line-Fixpunktiteration, möglich, aus einem gegebenen Amplitudenverhältnis den dazugehörenden Zündwinkel α zu ermitteln.

Zur Berechnung der bezogenen Amplitude bei gegebenem Dachwert der Grundschiwingung des Drosselstromes dient der in Bild 4.5 enthaltene Verstärker mit dem Faktor K . Als Zahlenwert für den Faktor ist laut Darstellung der Kehrwert des Amplitudenmaximums entsprechend Gl. (4.23) zu wählen. Nach Aussage dieser Gleichung wäre es auch denkbar, durch On-line-Berechnung des Faktors $K(\hat{u}_{SK,L\mu}(t), \mu=12, 23, 31)$ das stromeinprägende Verhalten des Stellgliedes zu verbessern. Zu diesem Zweck müsste mit Hilfe einer geeigneten Demodulatorschaltung die Größe $\hat{u}_{SK,L\mu}$ ständig berechnet und bei der Bestimmung des nun zeitvarianten Faktors $k(t)$ in geeigneter Weise berücksichtigt werden. Simulative Untersuchungen zeigten jedoch, dass durch diese Maßnahme keine wesentliche Verbesserung der Stellglieddynamik zu erreichen ist. Aus diesem Grund wird in der vorliegenden Arbeit mit einem zeitinvarianten Faktor K gearbeitet. Eine explizite Berücksichtigung des Verstärkerblockes in der Steuersatzstruktur ist somit nur notwendig, um eine bessere Übereinstimmung mit dem in Kapitel 4.3.1 abgeleiteten Gleichungen zu erzielen. Bei einer praktisch ausgeführten Anlage kann dieser Faktor gegebenenfalls der Reglerverstärkung zugeschlagen werden.

Alle bisher getroffenen Aussagen bezogen sich auf Kenngrößen der Zweige zwischen den Knoten K1 bis K3 aus Bild 4.5. So ist etwa der Parameter \hat{a}_{12} ein Maß für die Amplitude der Grundschiwingungskomponente des Stromes $i_{Dr,L12}$ im Zweig zwischen K1 und K2. Zur Erfüllung der eigentlichen Aufgabe der TCR-Anlage, der Einprägung eines geeigneten induktiven Grundschiwungsblindstromes in das 30 kV-Netz, ist jedoch die Kenntnis dieser Größen nicht relevant. Vielmehr interessieren in diesem Zusammenhang die grundfrequenten Komponenten der Ströme $i_{TCR,L\mu}$ aus Bild 4.5. Die Amplituden dieser Komponenten ($\hat{a}_{\mu}, \mu=1,2,3$) bilden auch entsprechend Bild 4.7 die eigentlichen Stellgrößen des Grundschiwungsregelkreises. Es besteht demnach die Aufgabe, aus den durch den Regler vorgegebenen TCR-Stromamplituden $\hat{a}_{\mu}, \mu=1, 2, 3$ die entsprechenden Amplitudenwerte des Drosselgrundschiwungsstromes ($\hat{a}_{\mu}, \mu=12, 23, 31$) zu berechnen.

Dabei ist zu beachten, dass die unsymmetrische Aussteuerbarkeit der in Dreieck geschalteten TCR-Zweige erhalten bleibt. Nur dadurch ist die TCR-Anlage später in der Lage, ein Grundschwingungsgegensystem in das EES einzuspeisen. Zur Realisierung dieser Aufgabenstellung ist entsprechend Bild 4.7 in der Steuersatztopologie ein dreiphasig arbeitender Block vorgesehen, der einen Satz algebraischer Gleichungen enthält.

Für die Herleitung dieser Beziehungen ist es erforderlich, die Kontinuitätsgleichungen für die Knoten K1 bis K3 aufzustellen und die weitere Rechnung dreiphasig durchzuführen. Der Rechenweg soll jedoch auch hier zur Verbesserung der Übersichtlichkeit nur für einen Knoten aufgezeigt werden. Als Beispiel wird der Knoten K1 gewählt. Aus Bild 4.5 resultiert:

$$i_{TCR_{(1)},L1}(\vartheta) = i_{Dr_{(1)},L31}(\vartheta) - i_{Dr_{(1)},L12}(\vartheta) \quad (4.33)$$

Durch Wahl der Phasenlage des Stromes $i_{TCR_{(1)},L12}$ gemäß Beziehung (4.17) und Beachtung der Phasenverschiebung von $i_{TCR_{(1)},L31}$ folgt aus Gl. (4.33):

$$i_{TCR_{(1)},L1}(\vartheta) = \hat{a}_{31} \cdot \cos(\vartheta - 4/3\pi) - \hat{a}_{12} \cdot \cos(\vartheta) = \hat{a}_1 \cdot \cos(\vartheta + \varphi_1). \quad (4.34)$$

Nach Aussage von Gl. (4.34) ist zur Berechnung der Grundschwingung des TCR-Stromes die Addition zweier kosinusförmiger Größen notwendig. In [11] wird folgende Identität zur Bestimmung der Grundschwingungsamplitude des TCR-Stromes - denn nur diese ist für den weiteren Rechenweg von Interesse - angegeben:

$$\hat{a}_1 = \sqrt{\hat{a}_{31}^2 + \hat{a}_{12}^2 - 2 \cdot \hat{a}_{31} \hat{a}_{12} \cdot \cos(\varphi_{31} - \varphi_{12})}. \quad (4.35)$$

Durch Einsetzen der in Identität (4.34) enthaltenen Zahlenwerte für die Phasenwinkel und anschließender Berechnung der trigonometrischen Funktion aus Gl. (4.35) resultiert schließlich:

$$\hat{a}_1 = \sqrt{\hat{a}_{12}^2 + \hat{a}_{31}^2 + 2 \cdot \hat{a}_{12} \hat{a}_{31}} = f(\hat{a}_{12}, \hat{a}_{31}). \quad (4.36)$$

Identische Überlegungen führen bei den verbleibenden beiden TCR-Stromamplituden aus Bild 4.5 auf die nachfolgend angegebenen Terme:

$$\hat{a}_2 = \sqrt{\hat{a}_{12}^2 + \hat{a}_{23}^2 + 2 \cdot \hat{a}_{12} \hat{a}_{23}}, \quad (4.37)$$

$$\hat{a}_3 = \sqrt{\hat{a}_{23}^2 + \hat{a}_{31}^2 + 2 \cdot \hat{a}_{23} \hat{a}_{31}}. \quad (4.38)$$

Auch an dieser Stelle interessieren jedoch - ähnlich wie vorstehend geschildert - die zu den Gleichungen (4.36) bis (4.38) inversen Zusammenhänge. Die Analyse dieser Problematik lässt die Notwendigkeit erkennen, dass ein aus den Beziehungen (4.36) bis (4.38) bestehendes nichtlineares Gleichungssystem nach den Variablen \hat{a}_μ , $\mu=12, 23, 31$ aufzulösen ist. Zur Lösung dieser Aufgabe stehen wieder die bereits oben erwähnten prinzipiellen Möglichkeiten zur Verfügung. Es konnte festgestellt werden, dass in diesem Fall durch Linearisierung des Gleichungssystems um den Arbeitspunkt $\hat{a}_{\mu 0} = \hat{a}_0$, $\mu=12, 23, 31$ brauchbare Ergebnisse erzielt werden können. Eine Linearisierung ist auch hier wieder durch Taylorreihenentwicklung der Gleichungen (4.36) bis (4.38) an der Stelle \hat{a}_0 und Abbruch der Reihe nach dem ersten Glied möglich. Der Arbeitspunkt \hat{a}_0 charakterisiert dabei die Verhältnisse bei symmetrischer TCR-Aussteuerung. Beispielhaft sei hier die Berechnung der ersten Näherung für Gl. (4.36) explizit angegeben. Man findet nach Taylor:

$$\hat{a}_1(\hat{a}_{12} = \hat{a}_0, \hat{a}_{31} = \hat{a}_0) \approx f(\hat{a}_0, \hat{a}_0) + \frac{\partial \hat{a}_1}{\partial \hat{a}_{12}}(\hat{a}_0, \hat{a}_0) \cdot (\hat{a}_{12} - \hat{a}_0) + \frac{\partial \hat{a}_1}{\partial \hat{a}_{31}}(\hat{a}_0, \hat{a}_0) \cdot (\hat{a}_{31} - \hat{a}_0). \quad (4.39)$$

Durch Berechnung der in Gl. (4.39) enthaltenen partiellen Ableitungen an der Stelle \hat{a}_0 und Einsetzen der ermittelten Terme in diese Gleichung kann nach einigen trivialen mathematischen Umformungen folgende Näherungsbeziehung für die Amplitude \hat{a}_1 ermittelt werden:

$$\hat{a}_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (\hat{a}_{12} + \hat{a}_{31}). \quad (4.40)$$

Äquivalent dazu erhält man für die Gleichungen (4.37) und (4.38) die Näherungsbeziehungen (4.41) und (4.42).

$$\hat{a}_2 \approx \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (\hat{a}_{12} + \hat{a}_{23}) \quad (4.41)$$

$$\hat{a}_3 \approx \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (\hat{a}_{23} + \hat{a}_{31}) \quad (4.42)$$

Dieses nun lineare Gleichungssystem, bestehend aus den Gleichungen (4.40) bis (4.42), lässt sich problemlos nach den Amplituden \hat{a}_μ , $\mu=12, 23, 31$ auflösen. Man erhält die in Bild 4.7 angeführten algebraischen Gleichungen zuzüglich eines konstanten Faktors. Dieser kann entweder in den Verstärkungsfaktor K einbezogen oder der Reglerverstärkung zugeschlagen werden, so dass er in der erwähnten Abbildung nicht explizit angegeben werden muss.

Auch hier sei nochmals darauf verwiesen, dass die abgeleiteten Näherungsbeziehungen nur bei Kleinsignalaussteuerung um den symmetrischen Arbeitspunkt \hat{a}_0 gelten. Bei unsymmetrischer Aussteuerung des TCR, wie sie aus den oben genannten Gründen notwendig ist, wird der dabei entstehende Fehler durch den Regler kompensiert.

Mit der Funktionsbeschreibung der Demodulatorstruktur aus Bild 4.1 soll die Erläuterung des TCR-Steuersatzes abgeschlossen werden. Unter Nutzung des in der Struktur enthaltenen Totzeitblockes wird zunächst aus der sinusförmigen Systemgröße $i_{\text{TCR}, L1}$ ein zu dessen Grundschwingung orthogonales Signal erzeugt. Diese beiden Signale bilden zusammen einen so genannten Pseudoraumvektor, von dem mittels K/P-Wandler der zeitvariable Betrag berechnet wird. Dieser ist zugleich äquivalent mit der Grundschwingungsamplitude \hat{a}_1 des oben genannten Stromes.

4.4 Die Netzstromgrundschwingungsregelung

4.4.1 Topologie des Netzstromreglers

Die Blockstruktur gemäß Bild 4.10 kennzeichnet die interne Topologie des Netzstromreglers aus Bild 4.1. Wie aus der Abbildung ersichtlich, enthält sie die beiden Strukturelemente Grundschwingungs- und Flickerregler. Zunächst wird die Topologie des Grundschwingungsreglers näher untersucht. Für das Verständnis seines strukturellen Aufbaues ist die Kenntnis der dynamischen Eigenschaften der Regelstrecke unerlässlich. Diese resultieren aus der Struktur des unter Kapitel 3.4 abgeleiteten Blockschaltbildes. Unter Nutzung der Blockstruktur aus Bild 3.10 soll zunächst die Ausbreitung der Störgröße Bogenspannung im System untersucht werden. Dadurch lassen sich anschließend solche Zustandsgrößen im Blockschaltbild bestimmen, deren regelungstechnische Beeinflussung den größten Kompensationserfolg erwarten lassen.

Die Summe aus dem Bogen- (\vec{u}_B) und dem Saugkreisspannungsvektor (\vec{u}_{sk}) wird zunächst berechnet und einem PT_1 -Glied aufgeschaltet. Dieses repräsentiert das Systemverhalten der ohmsch-induktiven Baugruppen der DS-LBO-Anlage. Die Ausgangsgröße dieses Verzögerungsgliedes erster Ordnung bildet die Zustandsgröße Bogenstromvektor \vec{i}_B .

Dieser Vektor – der gemäß der zuvor getroffenen Aussagen auch als „abgeleitete bzw. sekundäre Störgröße“ interpretiert werden kann – wird im weiteren unter Nutzung der folgenden Additionsstelle von der Summe aus TCR- und Netzstromvektor subtrahiert.

Als Ergebnis der Operation erhält man den Vektor des Stromes, der durch die Saugkreis-kapazität fließt (vgl. auch mit Bild 3.9). Ist die TCR-Anlage inaktiv ($\vec{i}_{\text{TCR}} = 0$), so enthält auch dieser Vektor noch die vollständige Wirkung der Störgröße \vec{u}_B . Eine detailliertere Beschreibung der folgenden Mechanismen zur Störgrößenausbreitung kann an dieser Stelle, da dies für den weiteren Entwurfsprozess nicht zwingend erforderlich ist, unterbleiben. Vereinfachend lässt sich jedoch feststellen, dass der Summenstromvektor $\vec{i}_{\text{C}_{\text{SK}}}$ aus Bild 3.10 unter Nutzung der das Systemverhalten der Kondensatoren C_{SK} und C_{HP} repräsentierenden Integratoren zu dem Spannungsvektor \vec{u}_{SK} aufintegriert wird. In Richtung der Signalausbreitung folgt dann eine weitere Summationsstelle. Hier wird der Saugkreis- vom Netzspannungsvektor, der aus regelungstechnischer Sicht ebenfalls eine Störgröße darstellt, subtrahiert. (Störgrößen im eigentlichen Sinn sind nur die im Netzspannungsvektor enthaltenen Oberschwingungsvektoren.) Der sich ergebende Differenzspannungsvektor dient nachfolgend einem weiteren PT_1 -Glied als Eingangsgröße. Dieses repräsentiert zugleich das Systemverhalten der Netzimpedanz. Am Ausgang dieses Blockes steht schließlich der Netzstromvektor \vec{i}_N zur Verfügung. In sämtlichen an der Wirkungskette beteiligten Zustandsgrößen ist eine durch die Störgröße \vec{u}_B verursachte Komponente enthalten. Es besteht nun unter Beachtung von anlagentechnischen Gesichtspunkten die Aufgabe, aus den zur Verfügung stehenden Größen solche auszuwählen, durch deren Regelung die oben beschriebene Wirkungskette effektiv unterbrochen werden kann.

Unter Einbeziehung der oben genannten Randbedingungen ist es sinnvoll, die Grundschnungskomponenten der Zustandsgrößen Netzstrom- und Saugkreisspannungsvektor unter Nutzung des Stellgrößenvektors \vec{i}_{TCR} auf einen geeigneten Sollwert zu regeln. Dadurch kann am ehesten eine effektive Störgrößendämpfung bzw. ein verlustminimaler Leistungsfluss gesichert werden.

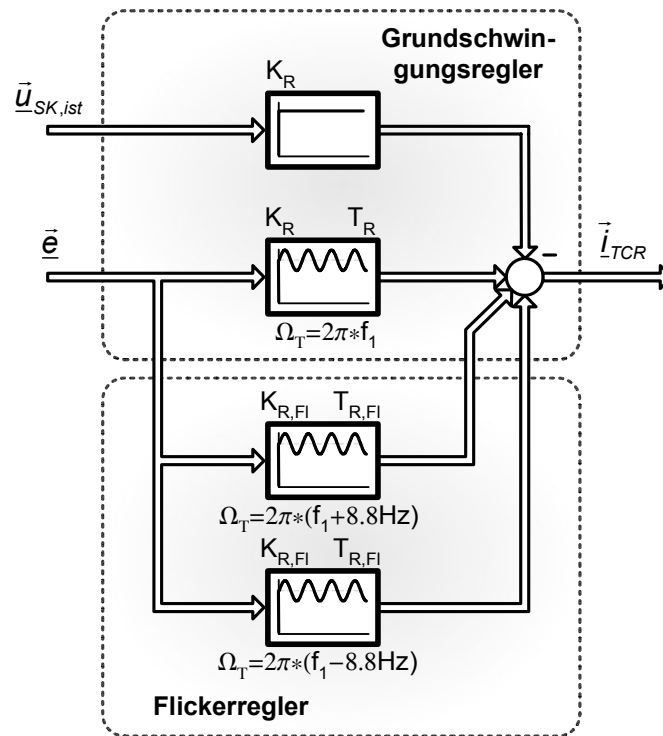


Bild 4.10: Blockstruktur des Netzstromreglers

Auf dieser Argumentation aufbauend, wurde die in Bild 4.10 enthaltene Topologie des Grundschwun- gungsreglers entwickelt. Gemäß der Darstellung besteht das Regelungskonzept aus einem Regelkreis zur Regelung des Netzstromvektors (TB-BP-transformierter PI-Regler mit einer Abstimmungsfrequenz von $\Omega_T = 2\pi \cdot f_1$) und einer unterlagerten Regelschleife zur Kom- pensation der Störgrößenkomponente in der Saugkreisspannung. Für die unterlagerte Schleife ist entsprechend Bild 4.10 ein proportional wirkender Regler vollkommen ausreichend.

Nach Aussage von Bild 4.10 besteht die propagierte Netzstromregelung aus einer Parallel- schaltung von mehreren Standardreglern, wobei jedem eine separate Proportionalverstärkung zugeordnet wurde. Diese können, da die dynamischen Eigenschaften der geschlossenen Regelschleife nur von der jeweiligen Schleifenverstärkung abhängen, zu einem gemeinsamen Verstärkungsfaktor zusammengefasst werden. An dieser Stelle sind dann gegebenenfalls auch noch die diversen Verstärkungsfaktoren des Steuersatzes zu berücksichtigen. Aus Gründen einer verbesserten Übersichtlichkeit soll dies jedoch hier nicht explizit durchgeführt werden.

Dieser Schritt kann vielmehr dem Anwender überlassen werden, der bei den dabei anstehenden Überlegungen auch programmtechnische Gesichtspunkte, die wiederum von der Architektur des verwendeten μC 's (mit Fest- oder. Fließkommaarithmetik) abhängen, einzubeziehen hat.

Ein gängiges Verfahren zur weiteren Verbesserung der Reglerdynamik der Grundscheinungsregelung ist die Störgrößenaufschaltung [4]. Wie aus der Blockstruktur gemäß Bild 3.10 hervorgeht, ist zur vollständigen Umsetzung dieses Verfahrens sowohl die Aufschaltung des Netzstrom- als auch die des Bogenstromvektors auf den Stellgrößenvektor \vec{i}_{TCR} notwendig. Simulative Untersuchungen in dieser Richtung ergaben, dass bedingt durch die große und zudem noch stark zeitvariante Totzeit des Stellgliedes mit dieser Maßnahme kein wesentlicher Dynamikzuwachs erreichbar ist. Aus diesem Grunde soll hier auf eine Störgrößenaufschaltung verzichtet werden.

Untersuchungsgegenstand sei nachfolgend das Systemverhalten der geschlossenen, aus dem Netzstromregler nach Bild 4.10 und der Strecke gemäß Bild 3.10 bestehenden, Regelschleife im Frequenzbereich. Dazu wird zweckmäßigerweise das Bodediagramm herangezogen. In Bild 4.11 ist ein solches für die Führungsübertragungsfunktion des Regelkreises dargestellt. Das Frequenzintervall der Darstellung wurde dabei mit Rücksicht auf die zu diskutierenden Zusammenhänge festgelegt. Außerdem brauchen aufgrund der bereits oben angesprochen Symmetrieeigenschaften zwischen beiden Vektorkomponenten die nachfolgenden Untersuchungen nur für eine dieser Komponenten, in diesem Fall für die α -Komponente, durchgeführt zu werden. Für die β -Komponente der Vektorregelung lassen sich, wenn diese Symmetrie auch bei der Reglerparametrierung gewahrt bleibt, völlig äquivalente Aussagen treffen.

Die Betragskennlinie der geschlossen Schleife gemäß Bild 4.11 a) besitzt - wie bei Verwendung eines TP-BP-transformierten PI-Reglers zu erwarten - bei der Abstimmungsfrequenz der Grundscheinungsregler ($f_1 = 50$ Hz) eine Dämpfung von 0 dB, was bei der Wahl einer linearen Skalierung für die Ordinatenachse genau 1pu entspricht. Außerdem beträgt entsprechend Bild 4.11 b) die Phasenverschiebung zwischen Soll- und Istwert Null Grad. Diese beiden Tatsachen korrelieren mit der Aussage, dass die Regelungsstruktur im Grundscheinungsbereich stationär genau arbeitet. Gleichbedeutend damit kann konstatiert werden, dass zwischen Soll- und Istwert keine bleibende Regelabweichung auftritt.

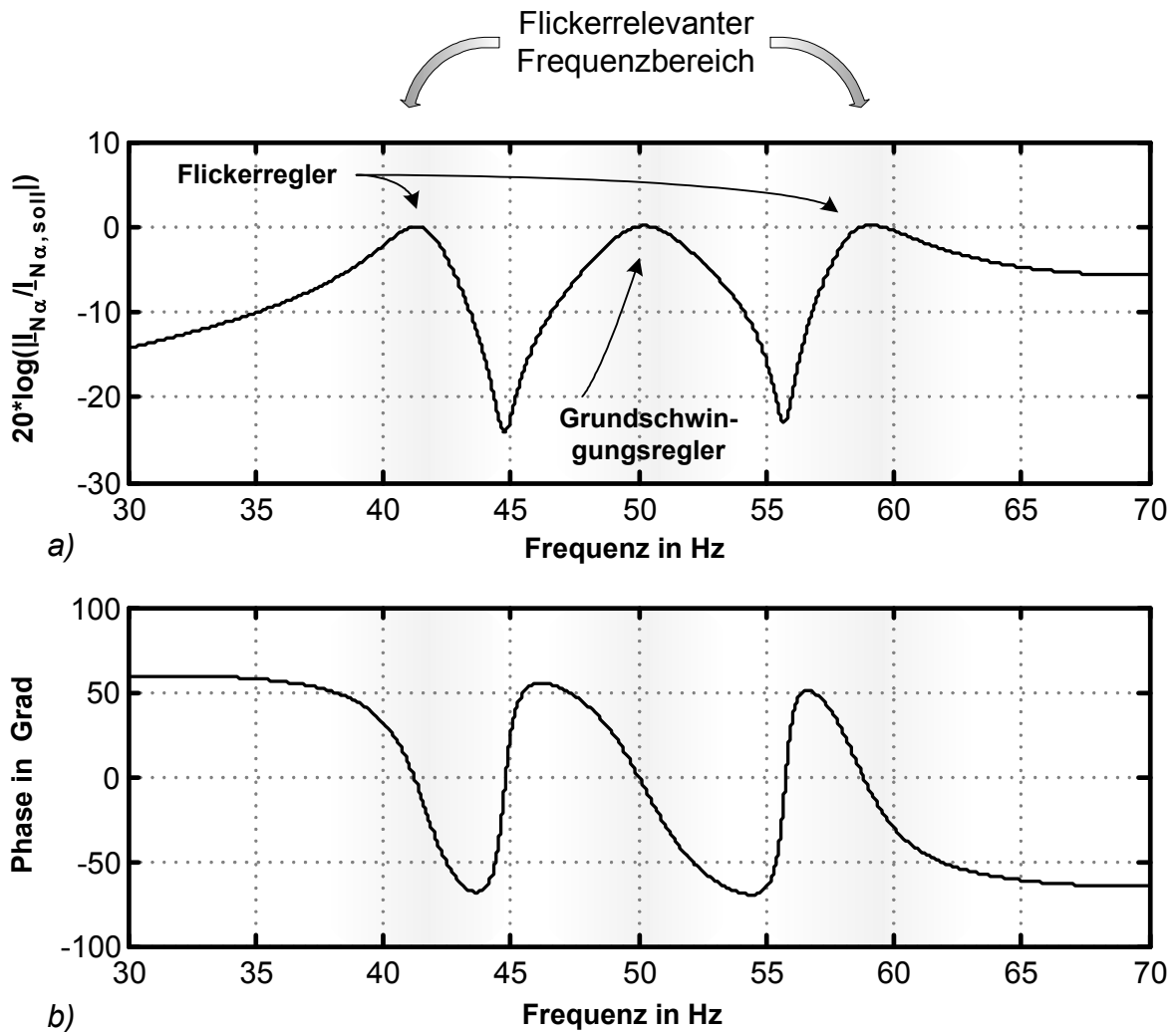


Bild 4.11: Bodediagramm der Führungsgrößenübertragungsfunktion der Netzstromregelschleife

a) Betragskennlinie; b) Phasenkennlinie

Zu beiden Seiten der Abstimmungsfrequenz des Grundschwingungsreglers fällt die Betragskennlinie der geschlossenen Schleife rasch ab. In Verbindung dazu tritt auch zunehmend eine Phasenverschiebung zwischen Soll- und Istwert auf. Werden keine zusätzlichen Vorkehrungen getroffen, so führt dies zu einem Dynamikverlust im flickerrelevanten Frequenzbereich. Dieser Frequenzbereich, der das linke und rechte Seitenband der Grundschwingung umfasst, ist in Bild 4.11 explizit gekennzeichnet. Daraus resultiert weiterhin, dass trotz einer ausreichenden Blindleistungsreserve des Stellgliedes, die Flickerbedämpfung durch die Kompensationsanlage unzureichend ist. Um diesem Mangel abzuhelpen, wurden zusätzlich gemäß Bild 4.10 vier Flickerregler - was zwei Vektorreglern entspricht - implementiert, die parallel zum Grundschwingungsregler geschaltet wurden.

Ihre Abstimmungsfrequenzen resultieren aus der maximalen Empfindlichkeit des Flickermeters (siehe Bild 2.4). Diese ergeben sich unter Nutzung der in Kapitel 2.2.3 gewonnenen Erkenntnisse zu $f_T = f_1 \pm 8,8 \text{ Hz}$. Die zusätzlich implementierten Regler bewirken, dass auch in dem für die Flickerkompensation immanent wichtigen Frequenzbereich eine stationäre Genauigkeit der geschlossenen Regelschleife gesichert werden kann. Vom Zeitbereich aus betrachtet und bei entsprechender Sollwertvorgabe korreliert diese Aussage mit einer selektiven Flickereliminierung. Dieser innovative und zugleich richtungsweisende Lösungsansatz verbessert die Dynamik der TCR-Anlage in dem flickerrelevanten Frequenzbereich erheblich.

Abschließend sollen noch einige grundsätzliche Aussagen zur Parametrierung der Flickerregler getroffen werden. Dafür sind entsprechend Bild 4.10 neben der Festlegung der Abstimmungsfrequenzen Ω_T auch noch geeignete Zahlenwerte für die Kenngrößen $K_{R,FI}$ und $T_{R,FI}$ zu ermitteln.

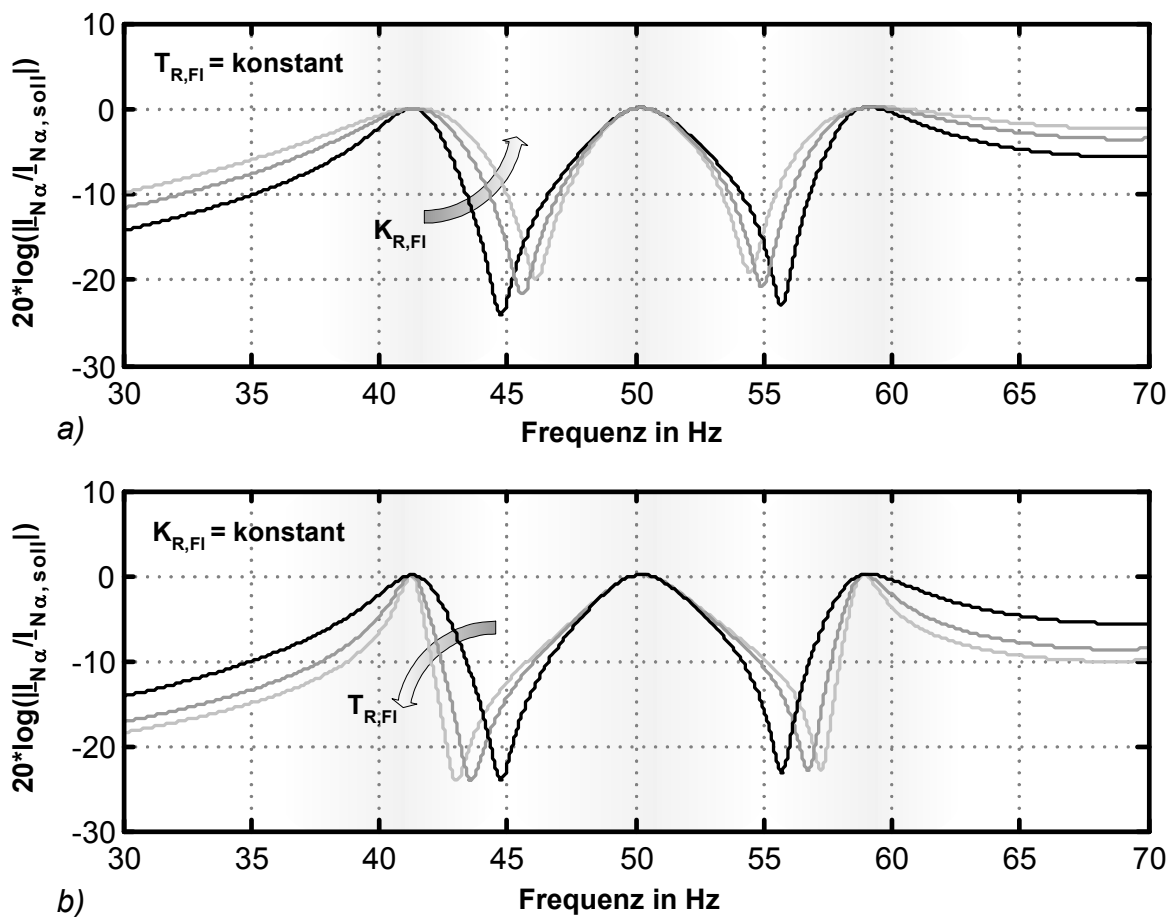


Bild 4.12: Änderung des Systemverhaltens durch Parametervariation

Wie aus Bild 4.12 ersichtlich, bestimmen die beiden zuletzt genannten Kenngrößen die selektiven Eigenschaften, wie die Bandbreite und die hier nicht explizit angegebene Phasensteilheit der Flickerregelung wesentlich. Anhand der in Bild 4.12 gezeigten Amplitudengänge lassen sich zudem qualitative Aussagen darüber treffen, in welcher Weise ein steigender Parameterwert, bei gleichzeitiger Konstanz der jeweils anderen Parameter, die dynamischen Eigenschaften der geschlossenen Schleife beeinflusst werden. Dabei ist zusätzlich noch der Phasengang zu berücksichtigen. Der Einfluss der Parametervariation auf diesen wurde zwar hier nicht explizit angegeben. Dessen Analyse ist jedoch für die Stabilitätsanalyse der geschlossenen Regelschleife unerlässlich. Eine zusätzliche Möglichkeit zur Optimierung der Systemeigenschaften besteht außerdem noch in der Variation der Parameter des Grundswingungsreglers. Einen aus mathematischer Sicht exakten Ansatz zur Bestimmung der Parameter liefern die für diesen Zweck entwickelten Polyoptimierungsverfahren [18]. Dabei müssten die nichtlinearen Eigenschaften der Strecke ebenso wie die Stochastik der Störgrößen Berücksichtigung finden. Aufgrund der sich abzeichnenden Komplexität dieses Lösungsansatzes wurde er in der vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt. Es sind vielmehr unter Verwendung von linearen Synthesemethoden, z.B. dem Wurzelortskurvenverfahren, Parametersätze berechnet worden, mit denen eine ausreichende Systemdynamik erzielt werden kann. Die so gefundenen Parameter dienen dann, gegebenenfalls bei der Parametrierung einer praktisch ausgeführten Anlage, als Ausgangspunkt für die weitere Parameteroptimierung. Diese On-line-Optimierung ist empirisch unter Nutzung eines Flickermeters durchzuführen.

Die in der Regelungstechnik zur Charakterisierung von Systemeigenschaften ebenfalls gebräuchliche Störübertragungsfunktion stellt den Zusammenhang zwischen der Regel- (i_{N_α}) und der Störgröße (α -Komponente des Vektors \underline{u}_B) her. In Bild 4.13 ist die Betragskennlinie dieser Störübertragungsfunktion dargestellt. Bei deren Berechnung wird der Sollwert $i_{N_\alpha, \text{soll}}$ gleich Null gesetzt. Der im Bild 4.1 enthaltene Block „Netzstromsollwertberechnung“ bleibt demzufolge bei der Berechnung der Störübertragungsfunktion unberücksichtigt.

Diskussionsgegenstand seien nachfolgend die Systemeigenschaften der TCR-Netzstromregelung unter Berücksichtigung der Störübertragungsfunktion gemäß Gl. (4.43).

$$|\underline{G}_{\text{Stör}_\alpha}(f)| = \frac{|\underline{I}_{N_\alpha}(f)|}{|\underline{U}_{B_\alpha}(f)|} \quad (4.43)$$

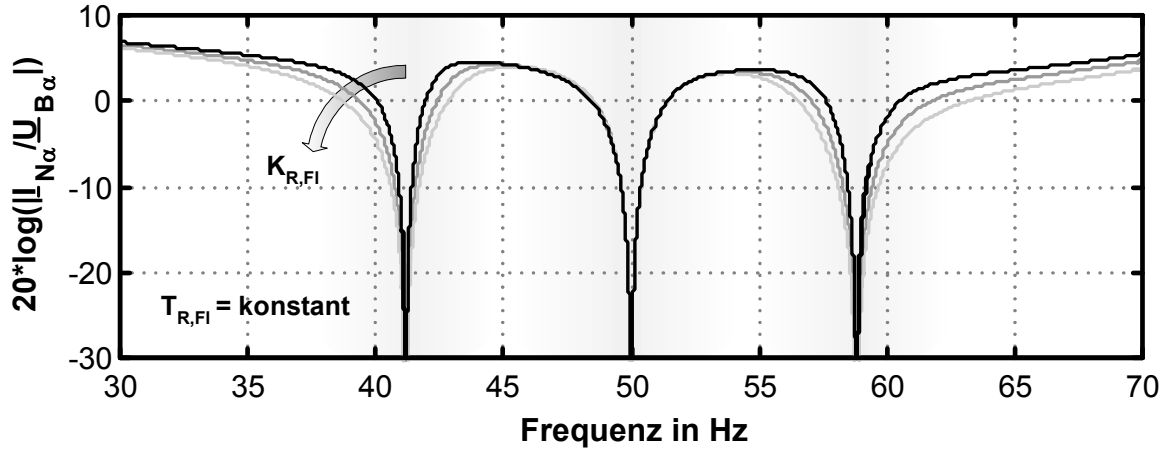


Bild 4.13: Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion

Durch Umstellung dieser Gleichung nach der frequenzabhängigen α -Komponente des Netzstromes und Beachtung der Graphen aus Bild 4.13 folgt, dass durch die Regelungsstruktur gemäß Bild 4.10 eine frequenzselektive Dämpfung der Störgrößenwirkung im Netzstrom erreicht werden kann. Explizit sei hier nochmals auf die durch den Flickerregler verursachte Absenkung der Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion im Bereich der Grundschnungsbänder hingewiesen. Diese bewirkt, dass trotz flickerverursachenden Frequenzkomponenten in der Störgröße u_{B_α} keine solchen in der Regelgröße i_{N_α} und somit auch keine in der Spannung des 30 kV-Mittelspannungsnetzes aus Bild 3.7 enthalten sind.

Natürlich können auch an dieser Stelle, wie in Bild 4.13 am Beispiel des Parameters $K_{R,FI}$ gezeigt, die selektiven Eigenschaften der Störübertragungsfunktion durch Variation der Reglerparameter verändert werden. Beste Flickerdämpfung wird dabei dann erreicht, wenn die Bandbreite der Störübertragungsfunktion in den flickerrelevanten Frequenzbereichen in etwa identisch ist mit der Bandbreite des Gewichtungsfilters (vgl. Bild 2.4).

4.4.2 Berechnung des Regelabweichungsvektors

Die Ermittlung des Regelabweichungsvektors wird durch den entsprechend gekennzeichneten Block aus Bild 4.1 vorgenommen. Eine Grundlage für dessen Berechnung bildet die zeitvariante Blindleistung gemäß Gl. (2.8). Dabei sollen hier zunächst die Komponenten der ruhenden Raumvektoren (d-q-Komponenten) zur Bestimmung der Blindleistung zum Einsatz kommen. Für den Blindleistungsfluss von dem 30 kV-Netz aus Bild 3.7 in das vorgeordnete Netz kann unter Nutzung der eingangs erwähnten Beziehung folgende Gleichung abgeleitet werden:

$$q_N(t) = \frac{3}{2} (u_{SK_q} \cdot i_{N_d} - u_{SK_d} \cdot i_{N_q}) . \quad (4.44)$$

Eine Analyse der Beziehung (4.44) lässt erkennen, dass sie weiter vereinfacht werden kann, wenn die nachfolgende Argumentation berücksichtigt wird.

Wir betrachten zunächst sämtliche Systemgrößen in einem umlaufenden Koordinatensystem, wobei dieses unter Nutzung des zeitvarianten Winkels φ_{PLL} (vgl. auch mit Kapitel 4.2) auf die Phasenlage des Saugkreisspannungsgrundswingungsvektors orientiert wird. Dadurch gelingt es, ähnlich wie auch bei der komplexen Rechnung üblich, dass der Vektor einer Größe - in diesem Fall der Vektor der Saugkreisgrundswingungsspannung - deckungsgleich mit der reellen Achse der Gaußschen Zahlenebene ist. Der rotierende Raumvektor der Saugkreispannung muss entsprechend Gl. (2.6) mit seinem konjugiertkomplexen Einheitsvektor (4.45) multipliziert werden, damit der gestrichene Grundswingungsspannungsvektor die oben genannte Phasenlage besitzt.

$$1 \cdot e^{-j\Omega_1 \cdot t} = 1 \cdot e^{-j\varphi_{PLL}} \quad (4.45)$$

Nach erfolgter Koordinatentransformation lässt sich für den ruhenden Spannungsvektor ableiten:

$$\vec{u}_{SK}' = \vec{u}_{SK} \cdot e^{-j\varphi_{PLL}} = \left| \vec{u}_{SK} \right| \cdot e^{j(\varphi_{PLL} + \varphi_{\vec{u}_{SK}})} \cdot e^{-j\varphi_{PLL}} . \quad (4.46)$$

Der zeitvariante Phasenwinkel $\varphi_{\vec{u}_{SK}}$ kann für die folgenden Betrachtungen, da er für den Leistungsfluss der Grundswingungskomponente nicht relevant ist, vernachlässigt werden. Dadurch vereinfacht sich die Beziehung (4.46) wesentlich.

Es resultiert:

$$\vec{u}_{SK}' \approx \left| \vec{u}_{SK} \right| = u_{SK_d} + j0. \quad (4.47)$$

Findet die Beziehung (4.47) in Gl. (4.44) Berücksichtigung, so folgt vereinfachend für den zeitvarianten Blindleistungsfluss:

$$q_N(t) = -\frac{3}{2} \cdot u_{SK_d} \cdot i_{N_q}. \quad (4.48)$$

In dem oben definierten Koordinatensystem liefert die d- bzw. die Wirkkomponente des Netzstromes nach Aussage von Gl. (4.48) keinen Beitrag zum Grundsicherungsblindleistungsfluss. Zur Verwirklichung einer verlustminimalen Energieübertragung ($q_N(t) = 0$) ist demzufolge im weiteren $i_{N_q} = 0$ anzustreben. Anders formuliert, lässt sich unter Beachtung der oben getroffenen Aussagen für einen optimalen Netzstrom die Bedingung ableiten, dass der Netzstrom in dem eingangs genannten Koordinatensystem nur eine d-Komponente besitzen darf. Er muss demnach im stationären Zustand des Systems die gleiche Phasenlage wie die Grundsicherung der Saugkreisspannung aufweisen. Für den ruhenden Netzstromsollwertvektor ergibt sich daraus die Forderung:

$$\vec{i}_{N,soll}' = i_{N_d} + j0. \quad (4.49)$$

Da die gesamte Regelungsstruktur nach Bild 4.1 in ruhenden Koordinaten arbeitet, ist es zweckmäßig, den Stromsollwertvektor ebenfalls in diesen Koordinaten darzustellen. Dadurch können zum einen die sehr rechenzeitintensiven On-line-Koordinatentransformationen vermieden werden. Zum anderen erhält man so direkt die erforderlichen sinusförmigen Sollwerte. Unter Nutzung der Gl. (2.8) bzw. der dazu inversen Transformationsvorschrift ergibt sich folgende Identität für den Netzstromsollwertvektor:

$$\vec{i}_{N,soll} = i_{N_d} \cdot e^{j\varphi_{PLL}} = \Re \left\{ \vec{i}_N \cdot e^{-j\varphi_{PLL}} \right\} \cdot e^{j\varphi_{PLL}}. \quad (4.50)$$

Durch Umformung des Terms (4.50) folgt der doch etwas umfangreichere Ausdruck für den Sollwertvektor in ruhenden Koordinaten:

$$\begin{aligned} \vec{i}_{N,soll} = & i_{N_\alpha} \cdot \cos^2(\varphi_{PLL}) + i_{N_\beta} \cdot \sin(\varphi_{PLL}) \cos(\varphi_{PLL}) + \dots \\ & \dots j \left(i_{N_\alpha} \cdot \sin(\varphi_{PLL}) \cos(\varphi_{PLL}) + i_{N_\beta} \cdot \sin^2(\varphi_{PLL}) \right). \end{aligned} \quad (4.51)$$

Dieser Ausdruck ist nun in Form einer geeigneten Schaltungstopologie in den Block „Netzstromsollwertberechnung“ aus Bild 4.14 zu implementieren.

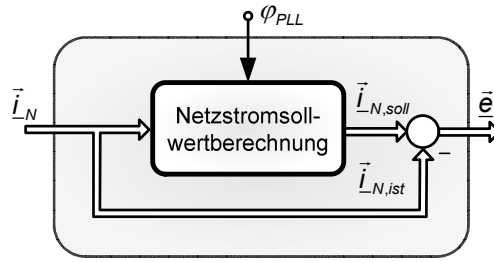


Bild 4.14: Konzept zur Berechnung des Regelabweichungsvektors

Wie aus Bild 4.14 ersichtlich, ist zur Berechnung des Vektors der Regelabweichung \vec{e} eine Differenzwertbildung zwischen dem Netzstromvektorsoll und -istwert notwendig. Berechnet man den Vektor \vec{e} unter Nutzung von Gl. (4.51) explizit, so kann festgestellt werden, dass sich der dabei ergebende Ausdruck durch Verwendung des trigonometrischen Pythagoras [11] wesentlich vereinfachen lässt. Nach einigen trivialen mathematischen Umformungen folgt für den Vektor der Regelabweichung:

$$\begin{aligned} \vec{e} = & \sin(\varphi_{PLL}) \cdot (i_{N\beta} \cdot \cos(\varphi_{PLL}) - i_{N\alpha} \cdot \sin(\varphi_{PLL})) + \dots \\ & \dots j \cdot \cos(\varphi_{PLL}) \cdot (i_{N\alpha} \cdot \sin(\varphi_{PLL}) - i_{N\beta} \cdot \cos(\varphi_{PLL})). \end{aligned} \quad (4.52)$$

Eine dieser Gleichung äquivalente Blockstruktur ist in Bild 4.15 dargestellt. Die dort gezeigte Topologie ist zugleich identisch mit der Innenschaltung des Blockes „Berechnung des Regelabweichungsvektors“ aus Bild 4.1.

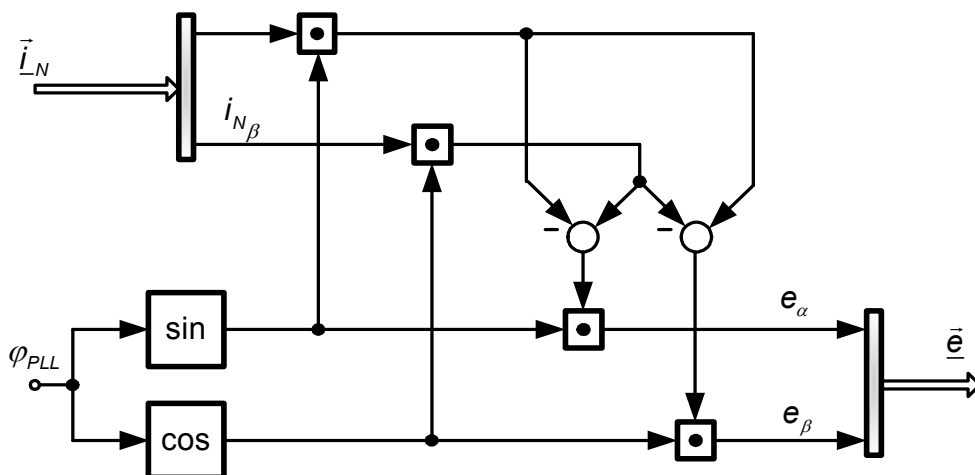


Bild 4.15: Blockstruktur zur Berechnung des Regelabweichungsvektors

4.4.3 Ausgewählte Simulationsergebnisse

Anhand der nachfolgend angegebenen Simulationsergebnisse soll der Funktionsnachweis für die oben entwickelte Netzstromgrundschwingungsregelung der TCR-Anlage erbracht werden. Die Störgröße Lichtbogenofenstrom \vec{i}_B wird dabei zunächst von der LBO-Ersatzschaltung nach Bild 3.3 in den Netzausschnitt gemäß Bild 3.7 eingeprägt, wobei der Block „Oberschwingungen“ des Funktionsgenerators für die folgenden Untersuchungen deaktiviert wurde. Die Ersatzschaltung emittiert demnach nur die, wahlweise auch mit 8,8 Hz amplitudenmodulierbare, Grundschwingungsmit- bzw. Gegensystemkomponente des abgeleiteten Störgrößenvektors \vec{i}_B (vgl. mit Kapitel 4.4.1) in das 30 kV-Mittelspannungsnetz. Durch separates Aktivieren der entsprechenden Blöcke des Funktionsgenerators aus Bild 3.3 ist somit eine unabhängige Dynamikbewertung der einzelnen Reglerbestandteile (Bild 4.10) möglich. An dieser Stelle sei nochmals explizit darauf verwiesen, dass die Regel- (\vec{i}_N) und Störgröße (\vec{i}_B) nachfolgend in einem mit Netzfrequenz umlaufenden Koordinatensystem dargestellt werden. Wegen der unter Kapitel 2.1 genannten Eigenschaften eignen sich die Komponenten der dann ruhenden Raumvektoren besser zur Beurteilung der dynamischen Eigenschaften der Kompensatorregelung.

In Bild 4.16 a) ist die Sprungantwort der Netzstromregelung auf einen zum Zeitpunkt $t = 0$ s eintretenden (Grundschwingungs-) Blindlastabwurf dargestellt. Die damit einhergehende Verminderung des induktiven Bogenstromes i_{B_q} hat zunächst einen kapazitiven Netzstrom i_{N_q} zur Folge. Diese transiente Überkompensation muss nun von der TCR-Anlage ausgeregelt werden, was durch Einprägung eines erhöhten induktiven Blindstromes in den in Bild 3.4 gekennzeichneten Stromknoten erfolgt. Daraus resultiert die in Bild 4.16 b) gezeigte Absenkung der Steuerwinkel. Eine Analyse der Steuerwinkeländerung ergibt, dass zur Kompensation eines Mitsystemstörgrößensprunges erwartungsgemäß eine symmetrische Aussteuerungsänderung der in Dreieck geschalteten TCR-Zweige (Bild 4.5) notwendig ist. Die Steuerwinkelsprungantwort enthält auch eine gedämpfte 8,8 Hz-Schwingung. Sie resultiert aus der Anregung der Flickerregler infolge des Störgrößensprunges. Eine Neuparametrierung der Flickerregler könnte zu einer besseren Dämpfung dieser unerwünschten Komponente führen. Es verschlechtern sich jedoch damit zugleich die dynamischen Eigenschaften der Flickerregelung.

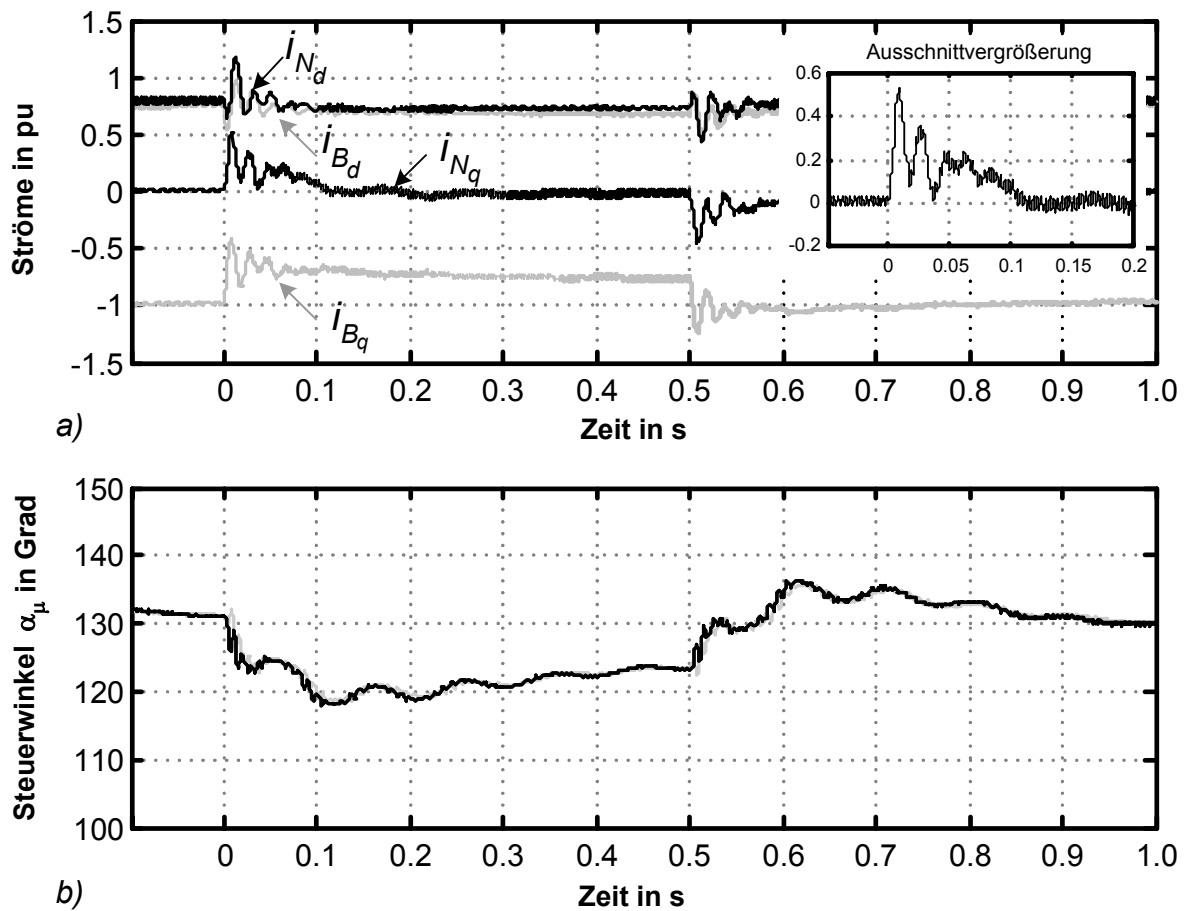


Bild 4.16: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf einen Mitsystemstörgrößensprung
a) Komponenten der ruhenden Regelgrößen- und Störvektoren; b) Steuerwinkel

Die dynamischen Parameter des in Bild 4.16 enthaltenen Ausgleichsvorganges lassen sich gut unter Zuhilfenahme der in a) enthaltenen Ausschnittvergrößerung ermitteln. Nach Aussage dieser Abbildung besitzt die Netzstromgrundschwingungsregelung eine Ausregelzeit von $T_{\text{aus}} \approx 0,1 \dots 0,15$ s. Äquivalent dazu kann ausgesagt werden, dass sich nach einer grundfrequenten Mitsystemstörgrößenänderung (\vec{i}_B) der stationäre Zustand des Systems in einem Zeitraum von etwa 5 ... 7,5 Netzperioden wieder einstellt. Es sei an dieser Stelle nochmals vermerkt, dass durch Erhöhung der Induktivität der Drossel D_{LBO} das stromeinprägende Verhalten des Bogenstromvektors verbessert werden kann. Daraus würden verkürzte Ausregelzeiten resultieren.

Untersuchungsgegenstand sei nachfolgend das Systemverhalten der Anlage bei einer sprungförmigen Änderung der Grundschwingungsgegensystemkomponente des Bogenspannungsvektors. Das Bild 4.17 kennzeichnet das dynamische Verhalten charakteristischer Systemgrößen während des durch den Sprung angeregten Ausgleichvorganges.

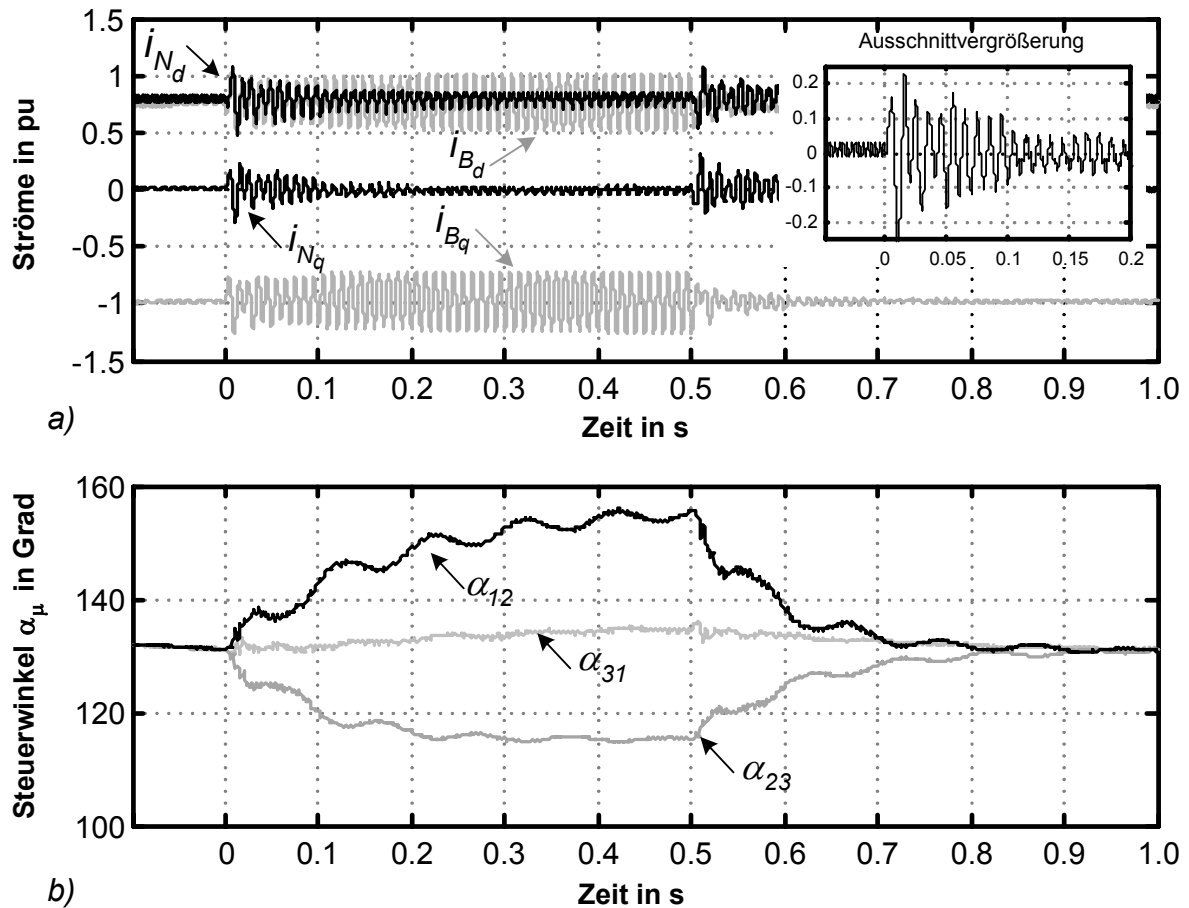


Bild 4.17: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf einen Gegensystemstörgrößenprung
a) Komponenten der ruhenden Regelgrößen- und Störvektoren; b) Steuerwinkel

Die Anregung erfolgt gemäß der Graphen zum Zeitpunkt $t=0$ s und wird, ausgehend vom stationären Arbeitspunkt der Schaltung, von einer sprungförmig auftretenden Grundschwingungsgegensystemkomponente in der Bogenspannung hervorgerufen. Die Initiierung des Sprungs erfolgt auch hier wieder durch Aktivierung des entsprechenden Blockes aus Bild 3.3. Der Schaltvorgang hat gemäß Bild 4.17 a) eine grundfrequente Gegensystemkomponente im Bogenstromvektor zur Folge, die bedingt durch die Koordinatentransformation entsprechend Gl. (2.8) als 100 Hz-Schwingung in den Komponenten des ruhenden Raumvektors nachweisbar ist.

Damit diese Störgrößenkomponente nicht im Netzstromvektor enthalten ist und somit ein unzulässig hoher Gegenspannungsunsymmetriegrad (vgl. mit Gl. (2.10)) des grundfrequenten Saugkreisspannungsvektors vermieden wird, muss die Kompensationsanlage bzw. die TCR-Anlage - denn diese ist für die Kompensation der Grundschiwingung zuständig - einen gegensystembehafteten Stromvektor \vec{i}_K in den in Bild 3.4 speziell gekennzeichneten Knoten einprägen. Der Grundschiwingungsregler berechnet dabei den Stromvektor \vec{i}_{TCR} gerade so, dass auch für das Grundschiwingungsgegensystem die ideale Kompensationsbedingung gemäß Gl. (3.2) erfüllt ist. Dies gelingt nur, wenn der Kompensatorstrom- \vec{i}_K und somit auch der TCR-Stromvektor \vec{i}_{TCR} eine zum LBO-Stromvektor gegenphasige Grundschiwingungsgegensystemkomponente gleichen Betrages bzw. gleicher Amplitude aufweist. In diesem Idealfall, der - wie anhand der i_{N_q} -Komponente aus Bild 4.17 a) nachweisbar - zum Zeitpunkt $t = 0,3$ s eintritt, gelingt die Kompensation der Netzstromgegensystemkomponente nahezu vollständig. Der Zeitraum bis sich dieser ideale Zustand sicher einstellt, liegt entsprechend der gezeigten Ausschnittvergrößerung in der im Fall „Mitsystemstörgrößensprung“ genannten Größenordnung. Nach Aussage der unteren Darstellung aus Bild 4.17 gelingt die Erzeugung der für die Kompensation erforderlichen (netzfrequenten) Gegensystemkomponente im Stromvektor \vec{i}_{TCR} , wenn die in Dreieck geschalteten TCR-Zweige unsymmetrisch angesteuert werden. Das korreliert mit unterschiedlich großen Zündwinkeln.

Im weiteren Verlauf erfolgt eine vertiefende Betrachtung der dynamischen Eigenschaften des Flickerreglers. Zu diesem Zweck wird durch Aktivierung des Blockes 8,8 Hz-Komponente gemäß Bild 3.3 das Grundschiwingungsmitsystem des Störgrößenvektors \vec{u}_B einer Amplitudenmodulation unterzogen. Dabei kommt, hier zunächst idealisierend, eine sinusförmige Modulationsfunktion zur Anwendung.

Die Modulation, die wiederum zum Zeitpunkt $t = 0$ s einsetzt, ist deutlich anhand der Zeitverläufe der beiden Vektorkomponenten i_{B_d} und i_{B_q} aus Bild 4.18 a) nachweisbar. Sie besitzen eine dem Gleichanteil (Grundschiwingung) überlagerte sinusförmige 8,8 Hz-Komponente. Bedingt durch die modulierte Störgröße fließt natürlich auch in der Anfangsphase, solange der Flickerregler noch nicht eingeschwungen ist, ein amplitudenmodulierter Netzstromvektor in das vorgeordnete EES ab.

Erst nach dem Erreichen des stationären Zustandes, der sich gemäß der in Bild a) enthaltenen Ausschnittvergrößerung nach etwa 0,25... 0,3 s einstellt, kann die TCR-Anlage durch Einprägung eines ebenfalls amplitudenmodulierten Kompensationsstromvektors die flickerverursachende 8,8 Hz-Komponente im Blindstrom i_{Nq} vollständig kompensieren. Die Wirkkomponente des Netzstromes - i_{Nd} gemäß Bild 4.18 a) - weist auch im stationären Zustand des Systems eine sinusförmige 8,8 Hz-Komponente auf. Soll sie ebenfalls durch die Kompensationsanlage eliminiert werden, muss diese in der Lage sein, auch Wirkleistung mit einer ausreichenden Dynamik vom Netz aufzunehmen bzw. an dieses abzugeben. Untersuchungen auf diesem Gebiet zeigen, dass dazu unter anderem auch ein supraleitender Energiespeicher geeignet ist. Da jedoch die fluktuierende Wirkkomponente des ruhenden Netzstromvektors bei entsprechend niedrigen R/X-Verhältnis des vorgeordneten Netzes - wie unter Kapitel 2.2.3 ausgeführt - nur geringfügig zur Flickerbildung beiträgt, wird in der vorliegenden Arbeit auf die Kompensation dieser Vektorkomponente verzichtet.

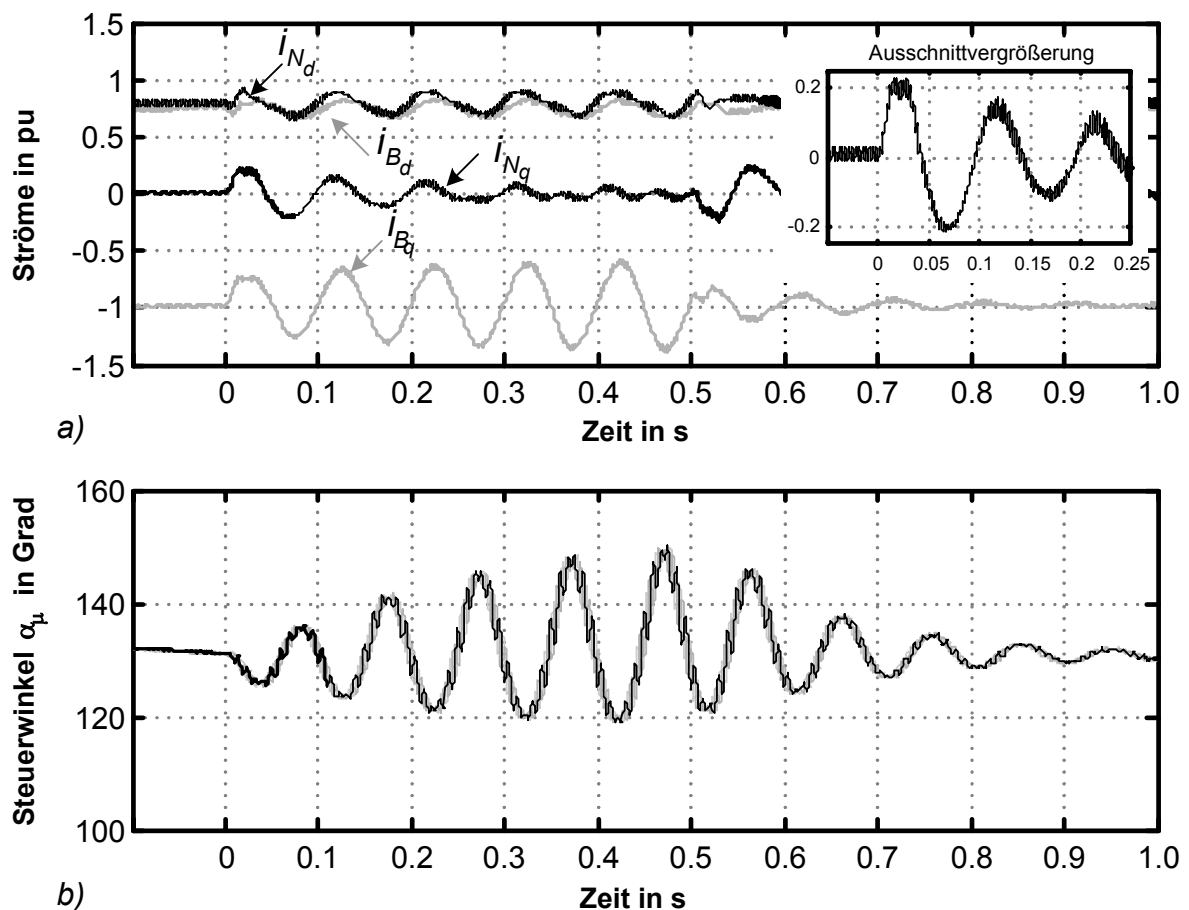


Bild 4.18: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf ein sprungförmig auftretendes amplitudenmoduliertes Störgrößenmitsystem

a) Komponenten der ruhenden Regelgrößen- und Störvektoren; b) Steuerwinkel

Analog zum eingangs besprochenen Fall „Kompensation eines Mitsystemstörgrößensprunges“ erfolgt hier ebenfalls eine symmetrische Aussteuerung der TCR-Anlage. Jedoch müssen nun, wie in Bild 4.18 b) dargestellt, die Steuerwinkel auch eine ausgeprägte 8,8 Hz-Komponente aufweisen, damit die Kompensation der amplitudenmodulierten Störgröße gelingt. Die Steuerwinkeländerungen besitzen außerdem einen zur q-Komponente des Netzstromvektors gegenphasigen Zeitverlauf.

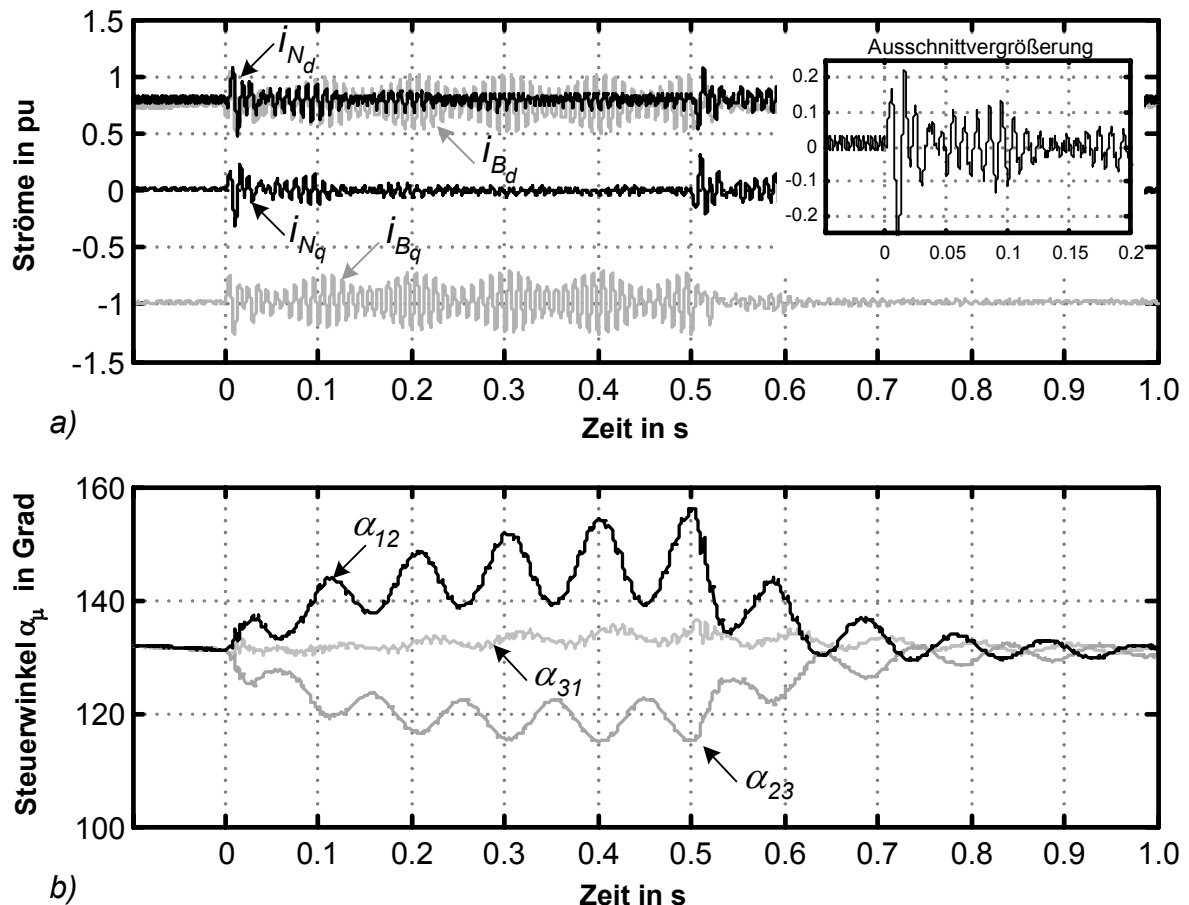


Bild 4.19: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf ein sprungförmig auftretendes amplitudenmoduliertes Störgrößengegensystem

a) Komponenten der ruhenden Regelgrößen- und Störvektoren; b) Steuerwinkel

Abschließend wird noch die Kompensation einer amplitudenmodulierten und gegensystem-behafteten Störgröße umrissen. Bild 4.19 kennzeichnet das dynamische Verhalten der signifikanten Systemgrößen in diesem Spezialfall. Gemäß Bild 4.19 b) gelingt die Kompensation einer solchen Störung analog zum Fall „Kompensation einer gegensystembehafteten Störgröße“ zunächst durch asymmetrische Aussteuerung der TCR-Anlage.

Damit jedoch auch die durch die Amplitudenmodulation entstandenen Störgrößenanteile - linkes und rechtes Seitenband des Grundswingungsgegensystems - kompensiert werden können, müssen die unterschiedlichen Steuerwinkel nun zusätzlich eine 8,8 Hz-Komponente besitzen.

Beispielhaft soll hier zusätzlich, da in diesem Fall besonders aufschlussreich, das stationäre Verhalten des zur Kompensation einer solchen Störgröße notwendigen TCR-Stromvektors analysiert werden. Die folgende Abbildung kennzeichnet das Verhalten des rotierenden Stromvektors sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich.

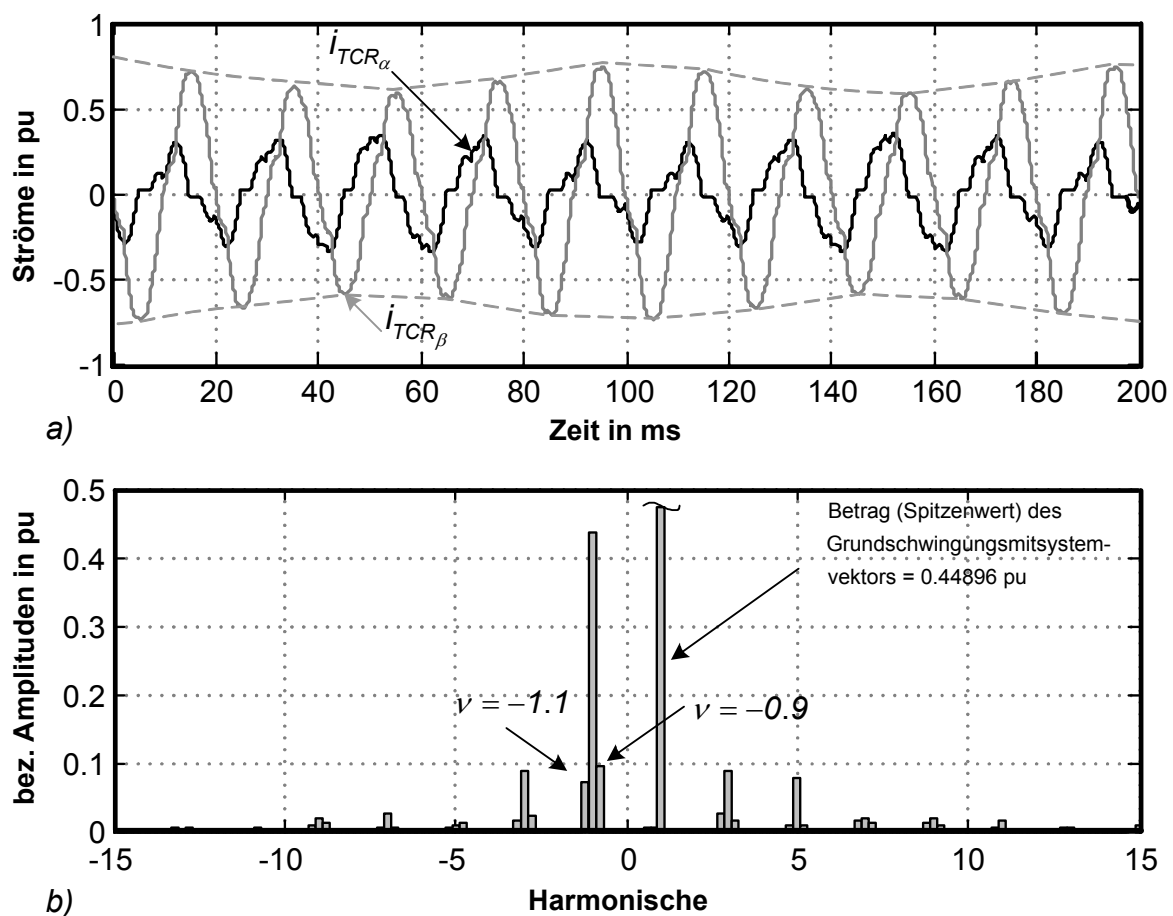


Bild 4.20: Verhalten des TCR-Stromvektors im stationären Zustand

a) Zeitverläufe der Vektorkomponenten; b) bez. Amplitudenspektrum

Die oben gezeigte Darstellung charakterisiert dabei den stationären Zustand, der sich im Bild 4.19 nach ca. 0,3 s eingestellt hat.

Die zur Kompensation einer flickerverursachenden Störgröße notwendige Amplitudenmodulation des Kompensationsstromes ist besonders anhand der Einhüllenden der β -Komponente des TCR-Stromvektors deutlich erkennbar. Auf das ebenfalls zur Störgrößenkompensation notwendige Grundswingungsgegensystem im TCR-Strom weisen die unterschiedlich großen Amplituden der einzelnen Vektorkomponenten in Bild 4.20 a) hin.

Besonders aufschlussreich für die Beurteilung der Kompensatoreigenschaften ist das Bild 4.20 b). Es enthält das auf sein Grundswingungssystem bezogene Amplitudenspektrum des umlaufenden TCR-Stromvektors. Dieses Spektrum wurde dabei unter Nutzung von Gl. (2.9) berechnet. Es enthält an der Stelle $\nu = -1$ eine ausgeprägte Spektrallinie, die vom Grundswingungsgegensystem des Stromvektors herrührt. Die bereits im Zeitbereich konstatierte Amplitudenmodulation des Grundswingungsvektors macht sich im Frequenzbereich durch die an den Stellen $\nu = -0,9$ und $\nu = -1,1$ auftretenden Spektrallinien bemerkbar. Aus dem Spektrum folgt weiterhin, dass - wie es für die Kompensation der oben definierten Störgröße notwendig - nur das Grundswingungsgegensystem von der Regelung amplitudenmoduliert wird. Das Amplitudenspektrum enthält neben den drehstromtypischen Spektrallinien zusätzlich durch drei teilbare Harmonische. Sie entstehen durch die asymmetrische TCR-Aussteuerung. Diese besitzen jeweils sowohl ein Mit- als auch ein Gegensystem. Bedingt durch die Amplitudenmodulation weisen sämtliche Oberschwingungen außerdem ausgeprägte 10 Hz-Seitenbänder auf. Stromkomponenten mit der Ordnungszahl der Oberschwingungsseitenbandfrequenz treten dann natürlich auch im Netzstromvektor auf und tragen dort durch den von ihnen verursachten Spannungsabfall über der Netzimpedanz ebenfalls zur Flickerbildung bei. Durch diesen Mechanismus und unter Berücksichtigung der vom Flickermeter durchgeführten Faltung ist auch ein durch hochfrequente Stromoberschwingungen hervorgerufener Flicker denkbar.

Es sei hier außerdem noch angemerkt, dass in sämtlichen oben gezeigten Dynamikdiagrammen die Störungen zum Zeitpunkt $t = 0,5$ s wieder abgeschaltet werden. Nach dem Verstreichen eines Zeitintervalles, das in der Größenordnung der fallspezifischen Ausregelzeit liegt, stellt sich der ursprüngliche ungestörte Arbeitspunkt der Anlage wieder ein.

4.5 Gleichstromregler

4.5.1 Topologie der Gleichstromregelung

Die eventuell in den Strömen $i_{Dr,L\mu}$ in Bild 4.5 enthaltenen Gleichkomponenten, welche möglicherweise durch transiente Vorgänge oder Unsymmetrien im Steuersatz usw. entstehen können, klingen infolge der geringen Resistanzen der einzelnen TCR-Zweige nur mit sehr großen Zeitkonstanten ab. Um diesen Abklingvorgang zu beschleunigen, werden die DC-Komponenten der genannten Ströme zusätzlich von dem in Bild 4.1 enthaltenen Gleichstromregler eliminiert. Die folgende Abbildung kennzeichnet die Innenschaltung dieses Blockes.

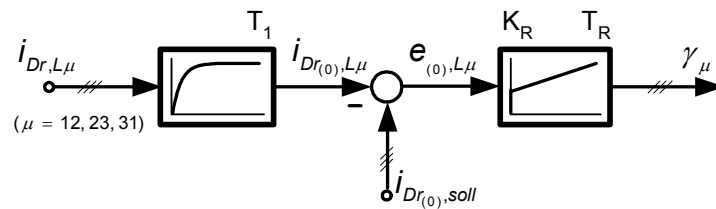


Bild 4.21: Blockstruktur des Gleichstromreglers

Nachfolgend soll die Wirkungsweise der Struktur gemäß Bild 4.21 kurz umrissen werden. Von den dreiphasig gemessenen Systemgrößen $i_{Dr,L\mu}$ werden zunächst die Gleichanteile unter Nutzung von PT₁-Gliedern mit der Zeitkonstante T_1 separiert. Diese fungieren zugleich als Istwerte für die in Bild 4.21 enthaltene Regelungsstruktur. Anschließend erfolgt der Soll-Istwertvergleich, der ebenfalls dreiphasig vorgenommen wird. Als Sollwert ist dabei $i_{Dr(0),soll} = 0\text{A}$ anzusetzen. Die berechnete Regelabweichung $e_{(0),L\mu}$ wird anschließend den in Bild 4.21 enthaltenen PI-Reglern aufgeschaltet. Diese berechnen daraus direkt und in Übereinstimmung mit Gl. (4.30) die Gleichstromsteuerwinkel γ_μ .

4.5.2 Ausgewählte Simulationsergebnisse

Durch die nachfolgend gezeigten Simulationsergebnisse sollen die dynamischen Eigenschaften der Gleichstromregelung veranschaulicht werden. In diesem Zusammenhang sei jedoch nochmals angemerkt, dass an die Dynamik dieser Regelung keine allzu großen Ansprüche gestellt werden müssen. Es genügt vielmehr, wenn betrachtet über ein längeres Zeitintervall, die Gleichkomponente der TCR-Zweigströme zu Null geregelt werden kann.

Gegenstand der Diskussion seien im weiteren die Simulationsergebnisse. Gemäß Bild 4.22 erfolgt zum Zeitpunkt $t = 0$ s eine Störung im Steuersatz der TCR-Anlage. Als Resultat eines fehlerhaften Steuerwinkels (α_{12p} in Bild 4.22 b)) fließt im Leiter zwischen den Knoten K1 und K2 aus Bild 4.5 ein Gleichstrom.

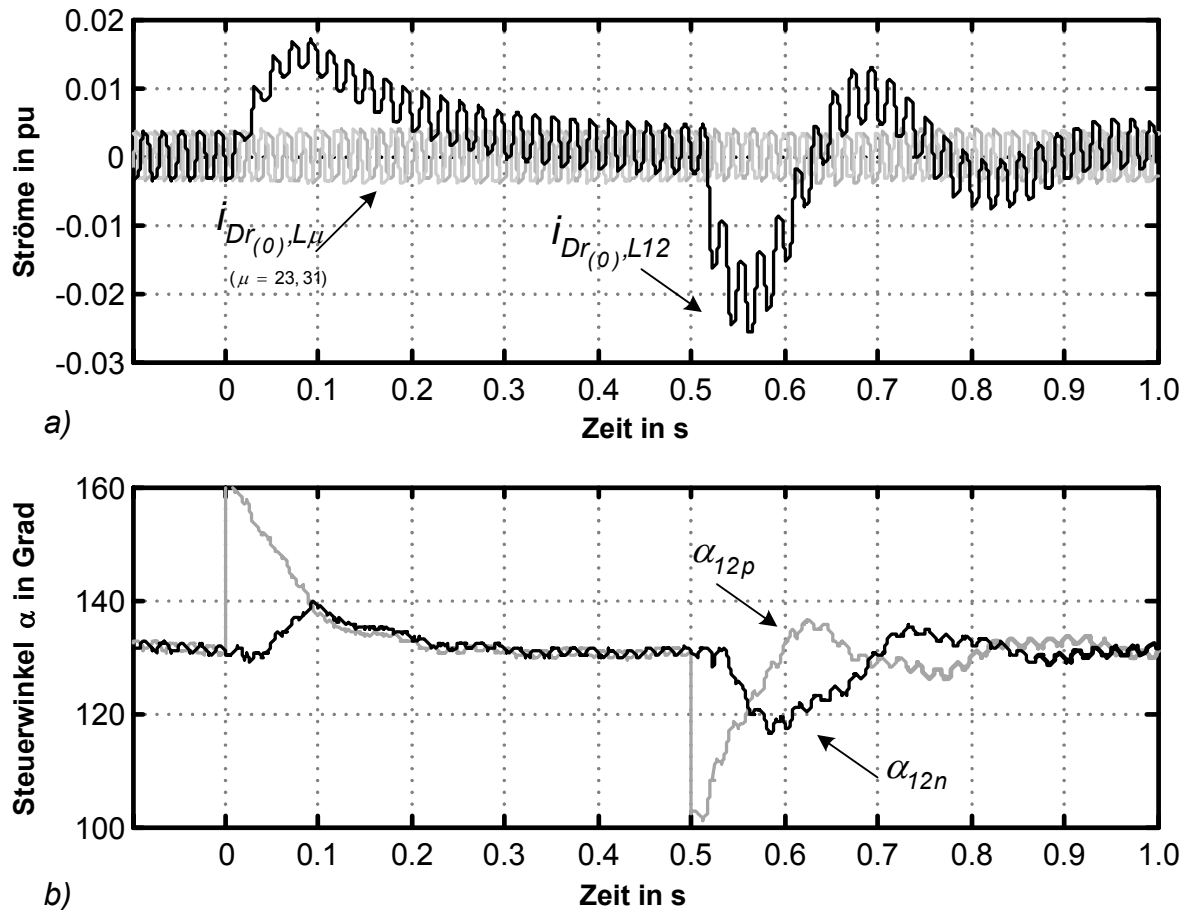


Bild 4.22: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf einen plötzlich auftretenden Zündwinkelfehler im TCR-Steuersatz

a) Gleichstromkomponenten; b) Steuerwinkel

Dieser wird von der oben beschriebenen Regelungsstruktur erfasst und anschließend eliminiert. Wie weiterhin aus dem Graph von Bild 4.2 ersichtlich ist, sind mit der Struktur nach Bild 4.21 Ausregelzeiten von etwa $T_{\text{aus}} \approx 0,4$ s erreichbar. Zum Zeitpunkt $t = 0,5$ s wird auch in diesem Fall die Störung in Steuersatz aufgehoben, was natürlich ebenfalls einen Ausgleichsvorgang hervorruft.

Bei genauerer Analyse dieses Vorganges erkennt man, dass hier im Vergleich zum transienten Verhalten bei $t = 0$ s ein stärkeres Überschwingen auftritt. Dieses Verhalten resultiert aus den stark nichtlinearen Eigenschaften der Regelstrecke. Im Bereich niedriger Steuerwinkel ist entsprechend Gl. (4.29) die Verstärkung der geschlossenen Schleife größer, was den oben beobachteten Effekt nach sich zieht.

5 Regelkonzept der aktiven Filter-Anlage

5.1 Blockstruktureller Aufbau der Regelung des aktiven Filters

Der Block „AF-Regelung“ aus Bild 3.7 hat einen signifikanten Einfluss auf die dynamischen Eigenschaften des aktiven Filters und somit auch auf das Gesamtsystem. Eine vertiefende Betrachtung der in diesem Block enthaltenen Regelungsstruktur erweist sich deshalb unumgänglich. Das Bild 5.1 kennzeichnet detailliert den internen strukturellen Aufbau dieses Blockes. Eingangsseitig werden wieder 3/2-Wandler eingesetzt, um aus den zweiphasig gemessenen Wechselgrößen unter Nutzung einer aus Gl. (2.4) abgeleiteten Beziehung die umlaufenden Raumvektoren dieser Systemgrößen zu berechnen.

Der umlaufende Saugkreisspannungsvektor \vec{u}_{SK} fungiert auch bei dieser Regelungstopologie als Eingangsgröße des Phasenregelkreises. Die Ausgangsgröße der Synchronisationseinheit $\vec{\varphi}_{PLL}$ weist jedoch, wie noch unter Kapitel 5.2 ausführlich dargestellt werden wird, gegenüber dem Phasenwinkel φ_{PLL} aus Bild 4.2 eine Phasenverschiebung auf, die aus der Topologie der Regelstrecke resultiert. Das in diesem Block ermittelte Ausgangssignal wird entsprechend Bild 5.1 dem Block „Sollwerttransformation“ zugeführt. Eine weitere Eingangsgröße dieses Blockes bildet die d-Komponente des ruhenden Filterstromsollwertvektors $i_{AFd,soll}$. Zur Bereitstellung des Sollwertes dient die Zwischenkreisspannungsregelung. Diese Spannungsregelung weist strukturell die typischen Merkmale einer überlagerten Regelung auf. Beide Regelkreise, Zwischenkreisspannungs- und Filterstromregelung, bilden eine so genannte Kaskadenregelung. Unter Nutzung einer geeigneten Rechenschaltung wird im Block „Sollwerttransformation“ die Ausgangsgröße des Zwischenkreisspannungsreglers in ruhende Koordinaten überführt. Als Ergebnis dieser Operation erhält man den umlaufenden Sollwertvektor für die Filterstromregelung. In Richtung des Signalflusses folgt im weiteren eine Summationsstelle. Sie berechnet die Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwertvektor \vec{i}_{AF} . Das Ergebnis dieser Rechenoperation ist der Regelabweichungsvektor \vec{e}_{AF} . Dieser fungiert entsprechend Bild 5.1 als Eingangsgröße des Filterstromreglers. Der Regler seinerseits besteht, um die ihm zugeordnete Aufgabe erfüllen zu können, aus zwei unterschiedlichen Komponenten. Ihre jeweiligen Bestimmungen werden unter Kapitel 5.4 ausführlich diskutiert.

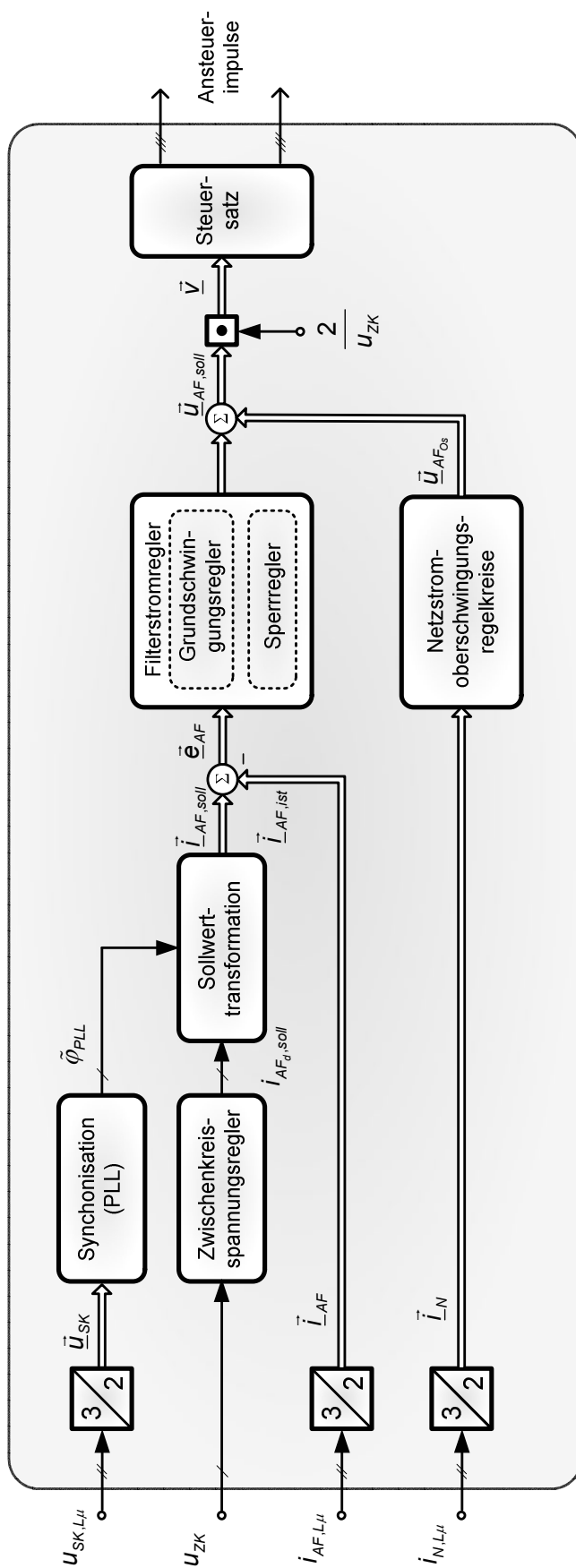


Bild 5.1: Blockstruktureller Aufbau der AF-Regelung

Ein weiteres sehr wichtiges Strukturelement der Topologie gemäß Bild 5.1 bilden die in einem Block zusammengefassten Netzstromoberschwingungsregelkreise. Diese berechnen aus der Eingangsgröße Netzstromvektor \vec{i}_N einen solchen Filterspannungsoberschwingungsvektor $\vec{u}_{AF,os}$, der eingepägt in das Netzwerk nach Bild 3.9, zur Eliminierung der Netzstromoberschwingungen führt. Durch eine weitere in Signalflussrichtung angeordnete Additionsstelle erfolgt anschließend die Summation von Oberschwingungs- und Ausgangsvektor der Filterstromregelung zu einem gemeinsamen Spannungsvektor $\vec{u}_{AF,soll}$. Dieser Stellgrößenvektor wird unter Nutzung eines Spannungswechselrichters als Stellglied an der in Bild 3.7 gekennzeichneten Stelle in das EES eingepägt. Damit das möglichst gut gelingt, ist der Stellgrößenvektor noch - wie in Bild 5.1 gezeigt - durch die halbe zeitvariante Zwischenkreisspannung zu dividieren. Durch diese, aus regelungstechnischer Sicht auch als Störgrößenaufschaltung zu bezeichnende Maßnahme, wird verhindert, dass sich transiente Änderungen in der Zwischenkreisspannung negativ auf den Filterspannungsvektor \vec{u}_{AF} auswirken. Als Resultat der Divisionsoperation ergibt sich schließlich der Steuervektor \vec{v} , der zugleich als Eingangsgröße des Steuersatzes fungiert. Dieser ermittelt daraus und unter Nutzung eines geeigneten Modulationsverfahrens die Zündimpulse für die Ventile des Spannungswechselrichters.

5.2 Synchronisationseinheit

Über den grundsätzlichen blockstrukturellen Aufbau und die Wirkungsweise dieser Einheit lassen sich identische Aussagen wie im Kapitel 4.2 treffen. Dort angegebenen Zusammenhänge werden daher bei der weiteren Diskussion als bekannt vorausgesetzt. Die Synchronisationseinheit des aktiven Filters besitzt jedoch, wie bereits im vorhergehenden Kapitel angedeutet, gegenüber der des TCR eine Besonderheit, die aus dem Grundschwingungsleistungsfluss des Filters resultiert. Dieser wird nicht wie bei der TCR-Anlage von dem Grundschwingungsmitsystemvektor der Saugkreisspannung bestimmt. Bei dem aktiven Filter ist dafür vielmehr der Grundschwingungsmitsystemvektor des Raumvektors \vec{u}_{Tp} aus Bild 3.9 maßgeblich. Denn gemäß der Darstellung bestimmt bei bekannter Transformatorimpedanz $\underline{Z}_T = R_T + jX_{LT}$ die Differenz der Grundschwingungsmitsystemkomponenten der Vektoren \vec{u}_{AF} und \vec{u}_{Tp} bzw. \vec{u}_{Ts} den Leistungsfluss im Bereich der Netzfrequenz.

Basierend auf dieser Tatsache liegt zunächst der Schluss nahe, die Phasenlage der Grundschwingungssystemkomponente des Spannungsvektors \vec{u}_{Ts} , bzw. in natürlichen Koordinaten gedacht der Spannung $u_{Ts(i), L1}$, direkt durch einen Phasenregelkreis bestimmen zu lassen. Dies erfordert jedoch eine zusätzliche Messstelle, wodurch sich die Anlagenkosten erhöhen. Daher soll nachfolgend versucht werden, die Phasenlage der Spannung $u_{Ts(i), L1}$ näherungsweise aus dem zeitvarianten Phasenwinkel der Saugkreisspannungsgrundschwingung (φ_{PLL} entsprechend Kapitel 4.2) abzuleiten. Die nachfolgenden Überlegungen umreißen den dafür notwendigen Lösungsweg. Zunächst lenken wir unsere Aufmerksamkeit auf den idealen Übertrager aus Bild 3.9 mit dem komplexen Übersetzungsverhältnis $\underline{\bar{u}}$. Handelt es sich wie in diesem Fall vorausgesetzt um einen Transformator mit der Schaltungsgruppe Yy0, so besitzt dieses nur einen Realteil. Da der Transformator keine Phasendrehung verursacht, haben die Spannungsvektoren \vec{u}_{Tp} und \vec{u}_{Ts} identische Phasenlagen. Besitzt jedoch der Transformator ein komplexes Übersetzungsverhältnis, so muss die dadurch verursachte Phasendrehung an dieser Stelle zusätzlich beachtet werden. Bei den hier angestellten Überlegungen ist außerdem zu berücksichtigen, dass infolge der Filterstromregelung die Grundschwingungssystemkomponenten der Stromvektoren \vec{i}_{Tp} bzw. \vec{i}_{Ts} nur kleine Werte annehmen. Ähnliches lässt sich über die Grundschwingungskomponente des Raumvektors \vec{i}_{HP} aussagen, wenn man bedenkt, dass die Serienresonanzfrequenz ($\nu \approx 11$) des Hochpassfilters (bestehend aus der Komponente D_{HP} , C_{HP} und R_{HP} gemäß Bild 3.7) wesentlich oberhalb der Netzfrequenz f_1 liegt.

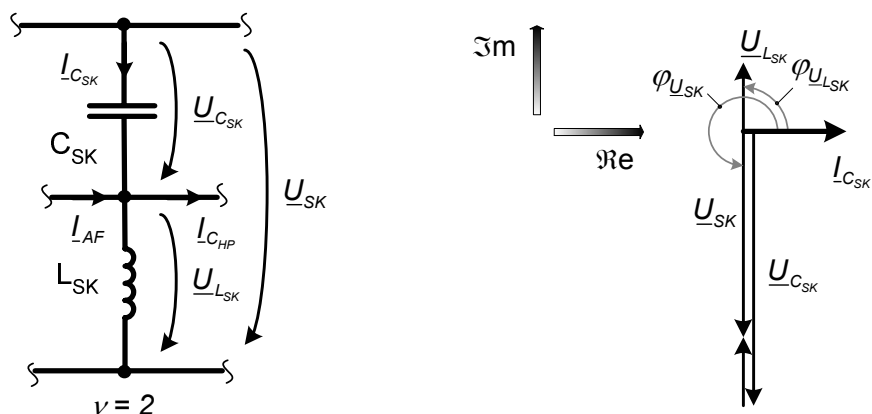


Bild 5.2: Verhalten signifikanter Systemgrößen bei Netzfrequenz

a) Vereinfachtes einpoliges Ersatzschaltbild der Saugkreisanlage; b) Zeigerbild

Vernachlässigt man nun zusätzlich noch die Verluste der Drossel D_{SK} ($R_{SK} = 0$ in Bild 3.9), so kann der in Bild 5.2 a) enthaltene unbelastete Spannungsteiler ($I_{Ts} \approx 0, I_{C_{HP}} \approx 0$) zur Lösung des oben aufgeworfenen Problems herangezogen werden. Da in diesem Zusammenhang nur die Phasenlagen der Grundschwingungsmitsystemkomponenten interessieren, ist die Verwendung eines einpoligen Ersatzschaltbildes statthaft. Unter Nutzung der komplexen (Grundschwingungs-) Rechnung und Beachtung der Tatsache, dass ein Saugkreis unterhalb seiner Resonanzfrequenz ($\nu = 2$) die gleiche Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung wie eine Kapazität besitzt, kann für den vereinfachten Schaltungsausschnitt in Bild 5.2 a) das Zeigerdiagramm in Bild 5.2 b) abgeleitet werden. Entsprechend der oben geschilderten Problematik interessiert die Phasenverschiebung zwischen den Spannungszeigern $\underline{U}_{L_{SK}}$ und \underline{U}_{SK} . Folgende Identitäten lassen sich unter Nutzung von Bild 5.2 b) ermitteln:

$$\varphi_{U_{L_{SK}}} = \varphi_{U_{SK}} - \pi = \varphi_{PLL} - \pi \approx \varphi_{U_{Tp}} = \tilde{\varphi}_{PLL}. \quad (5.1)$$

Nach Aussage von Gl. (5.1) ist vom zeitvarianten Phasenwinkel des Grundschwingungsmitsystemvektors der Saugkreisspannung, bzw. von dem PLL-Ausgangssignal aus Kapitel 4.2, ein fester Winkelbetrag von $\varphi = \pi$ zu subtrahieren, um den Phasenwinkel des Spannungsabfalls über der Saugkreisinduktivität L_{SK} zu erhalten. Dieser ist unter den oben getroffenen Voraussetzungen nahezu identisch mit dem für den Grundschwingungsleistungsfluss signifikanten Phasenwinkel $\varphi_{U_{Tp}}$ und wird nachfolgend mit $\tilde{\varphi}_{PLL}$ bezeichnet. Bild 5.3 kennzeichnet die gefundenen Zusammenhänge graphisch.

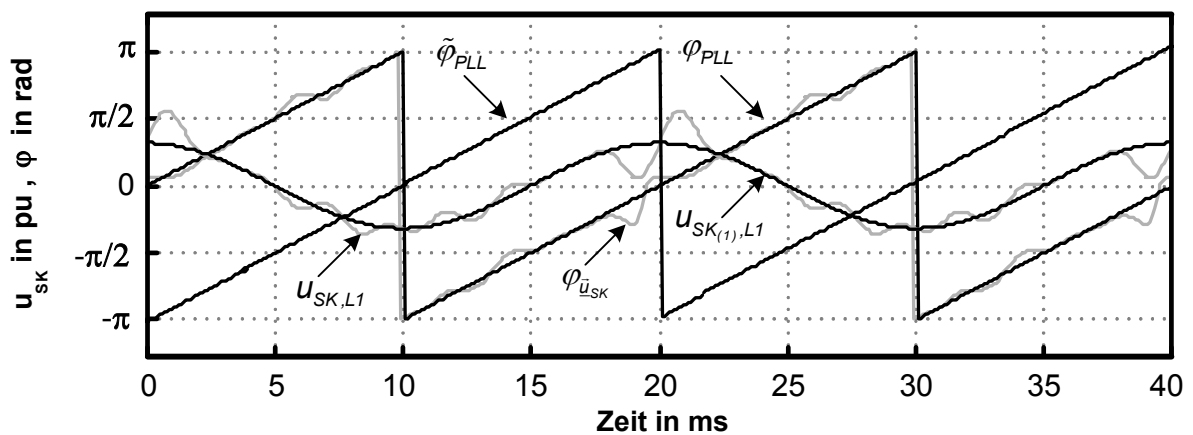


Bild 5.3: Übertragungsverhalten des Phasenregelkreises für das aktive Filter im stationären Zustand

5.3 Steuersatz des aktiven Filters

Als Stellglied des aktiven Filters fungiert gemäß Bild 3.7 ein gepulst arbeitender Spannungswechselrichter. Dieser wiederum wird in der vorliegenden Arbeit als aus einer Parallelschaltung zweistufiger Drehstrombrückenschaltungen bestehend angenommen. Entsprechend der Leistungsfähigkeit eines solchen Brückenmoduls ist die Parallelschaltzahl so zu wählen, dass die im Anhang angegebene Gesamtscheinleistung des aktiven Filters erreicht wird. Auf die bei einer solchen Parallelschaltung auftretende Kreisstromproblematik sei an dieser Stelle nur hingewiesen [20]. Dieser überaus umfangreiche Themenkomplex soll hier aus Platzgründen nicht vertiefend betrachtet werden. Das Bild 5.4 zeigt die einpolige Ersatzschaltung einer solchen Drehstrombrückenschaltung. Sie basiert auf moderner IGBT-Technik, wodurch sich Schaltfrequenzen im Kilohertzbereich realisieren lassen. Ein derartiger Wechselrichter kann die für eine Oberschwingungsregelung notwendigen hohen dynamischen Anforderungen erfüllen, die seitens der Regelung an das Stellglied gestellt werden.

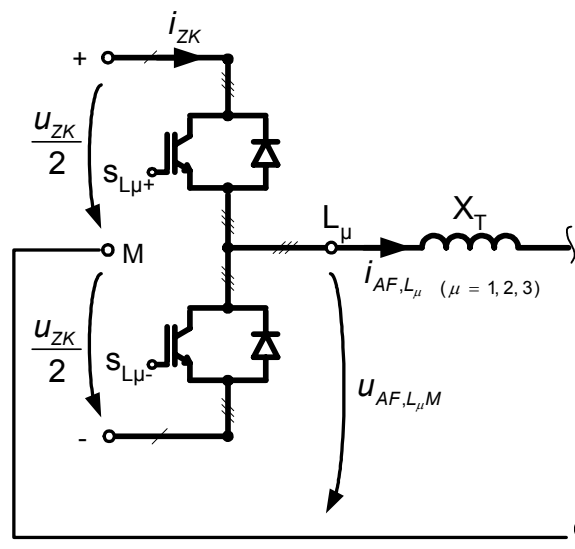


Bild 5.4: Einpoliges Ersatzschaltbild einer konventionellen Drehstrombrückenschaltung

Das Systemverhalten der in Bild 5.4 enthaltenen Brückenschaltung wird wesentlich durch die Schaltfunktionen $S_{\mu+}$ und $S_{\mu-}$ der Ventile bestimmt. Bei vorgegebenem Steuervektor \vec{v} lassen sich diese Funktionen unter Nutzung so genannter Modulationsverfahren ermitteln. In der vorliegenden Arbeit soll aus der Fülle der bekannten Verfahren nur eines herausgegriffen und einführend kurz umrissen werden. Dieser in der Praxis sehr gebräuchliche Modulationsalgorithmus ist in der Literatur als Träger- bzw. Unterschwingungsverfahren bekannt.

Die weite Verbreitung, die dieses Verfahren gefunden hat, resultiert gewiss auch aus der Tatsache, dass die speziell für die Ansteuerung von Wechselrichtern entwickelten Standard-mikrocontroller oft bereits über integrierte Strukturen verfügen, die die Zündimpulse für die leistungselektronischen Schalter der oben gezeigten Brückenschaltung auf der Basis dieses Modulationsverfahrens berechnen. Vertiefende Betrachtungen zu dieser Problematik findet der interessierte Leser außerdem in [12].

Bei den nachfolgenden Überlegungen wird davon ausgegangen, dass die Zwischenkreisspannung - durch Verwendung eines geeigneten Vorladealgorithmus und anschließender Regelung (Kapitel 5.5) - bereits einen genügend hohen Wert erreicht hat. In diesem Betriebszustand kann ein Brückenweig der Schaltung nach Bild 5.4, wie hier beispielhaft der Zweig der Phase L_1 , in guter Näherung durch das in Bild 5.5 a) enthaltene ideale Schaltermodell beschrieben werden.

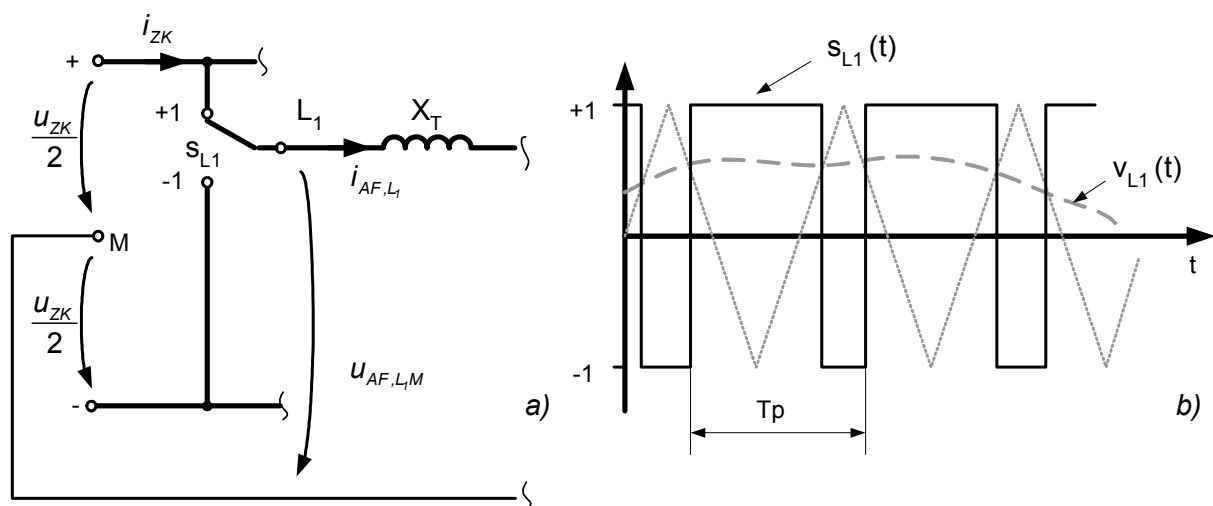


Bild 5.5: Grundprinzip des Trägermodulationsverfahrens

a) ideales Schaltermodell eines Brückenweiges; b) Bestimmung der Schaltfunktion

In Abhängigkeit von der Schaltfunktion s_{L1} nimmt der ideale Schalter aus Bild 5.5 a) die Stellungen $s_{L1} = \pm 1$ an. In Bezug dazu erreicht auch die Leiter-Mittelpunktspannung des Zweiges $u_{AF,L1,M}$ einen Pegel von $\pm u_{ZK}/2$. Man erkennt daraus die Wichtigkeit der Funktion s_{L1} für das Zeitverhalten der Ausgangsspannung. Die Bestimmung der Schaltfunktion wird deshalb unter Nutzung von Bild 5.5 b) eingehender untersucht. Den Ausgangspunkt zu deren Ermittlung bildet dabei der unter Nutzung von Gl. (2.7) in natürliche Koordinaten zurück-transformierte Steuervektor.

Durch diese Transformation erhält man zunächst die Modulationsfunktionen $v_{L\mu}$, wobei zur Bestimmung der Schaltfunktion S_{L1} die Komponente v_{L1} zur Anwendung gelangt. Die Modulationsfunktion wird nun unter Einsatz einer geeigneten Komparatorschaltung mit dem dreieckförmigen Trägersignal verglichen. Ist die Modulationsfunktion v_{L1} größer als das Trägersignal, so nimmt die Schaltfunktion S_{L1} den Zahlenwert +1 und anderenfalls -1 an. Die geschilderte Vergleichsoperation ist neben der Signalpegelanpassung auch eine der Hauptfunktionen des Steuersatzes aus Bild 5.1. Sind die Schaltfunktionen der aus idealen Schaltern aufgebauten Brückenschaltung bekannt, so lassen sich daraus die Schaltgesetze für die Ventile der realen Brückenschaltung durch Nutzung einfacher algebraischer Ausdrücke ableiten. Beispielhaft seien wieder nur die Gleichungen zur Bestimmung der Ventilschaltfunktionen des ersten Zweiges aus Bild 5.4 angegeben.

$$S_{L1+} = \frac{1 + S_{L1}}{2} \quad (5.2)$$

$$S_{L1-} = \frac{1 - S_{L1}}{2} \quad (5.3)$$

Eine oft ventilnah angeordnete Steuerelektronik berechnet auf der Basis dieser Gleichungen und unter Beachtung einer für das sichere Funktionieren der Brückenschaltung notwendigen Zweigverriegelungszeit die Schaltgesetze der Ventile. Die Ausgangssignale der Elektronik bilden die in Bild 3.7 gezeigten sechs Zündimpulse für die Stromrichterventile.

5.4 Die Filterstromregelung

5.4.1 Topologie der Filterstromregelung

Die Topologie des Filterstromreglers begründet sich zum einen aus den Erfordernissen, die sich aus der Blockstruktur der Regelstrecke ableiten lassen. Zum anderen wird sie auch von dem zu realisierenden Grundschrwingungsleistungsfluss des aktiven Filters bestimmt. Wie schon unter Kapitel 5.2 konstatiert, hängt dieser in signifikanter Weise von der Grundschrwingungskomponente des Stromvektors $\vec{i}_{AF} = \vec{i}_{Tp}$ ab. Um den Leistungsfluss in geeigneter Weise beeinflussen zu können, muss demzufolge der Stromvektor \vec{i}_{Tp} auf einen den aktuellen Anforderungen angemessenen Sollwert geregelt werden.

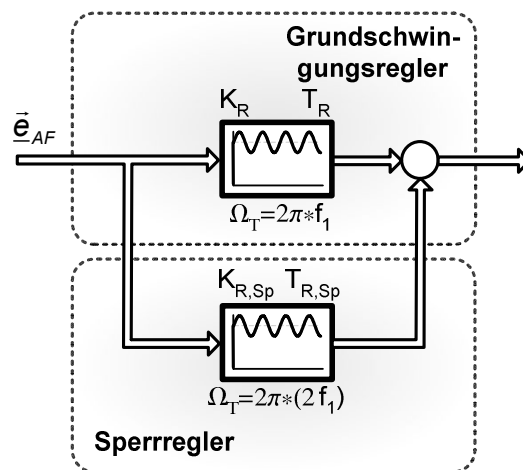


Bild 5.6: Blockstruktur des Filterstromreglers

Zu diesem Zweck enthält die Topologie des Filterstromreglers entsprechend Bild 5.6 einen speziellen Grundschwun- gungsvektorregler. Er besteht aus einem TP-BP-transformierten PI-Regler, der selektiv auf die Netzfrequenz $f_1 = 50$ Hz abgestimmt ist. Wie weiterhin aus der Abbildung zu entnehmen ist, wurde außerdem parallel zu diesem ein auf die zweite Harmo- nische abgestimmter Vektorregler implementiert. Er sichert zusätzlich auch bei dieser Fre- quenz, ähnlich wie unter Kapitel 4.4.1 in Zusammenhang mit der Flickerregelung besprochen, die stationäre Genauigkeit der geschlossenen Regelschleife. Enthält der Sollwertvektor der Regelschleife (vgl. mit Bild 5.1) keine Oberschwingungskomponente mit der Frequenz $v = \pm 2$, so enthält auch der Stromvektor \vec{i}_{AF} im stationären Anlagenzustand keine solche Frequenzkomponente. Der Einsatz des Sperrreglers ist deshalb in zweifacher Hinsicht vorteil- haft. Zum einen vermindert er, da im stationären Zustand kein Strom mit $v = \pm 2$ in den Wechselrichter des aktiven Filters fließt, dessen Verzerrungsblindleistungsbelastung und damit auch dessen erforderliche Bauleistung. Ein weiterer Vorteil besteht in der vollständigen frequenzselektiven Entkopplung des AF vom Saugkreis. Dadurch wird dessen Selektivität im stationären Anlagenzustand nicht in unzulässiger Weise durch das AF beeinflusst. Er kann so seiner Aufgabenstellung - dem Kurzschließen der zweiten Netzstromoberschwingung - voll gerecht werden.

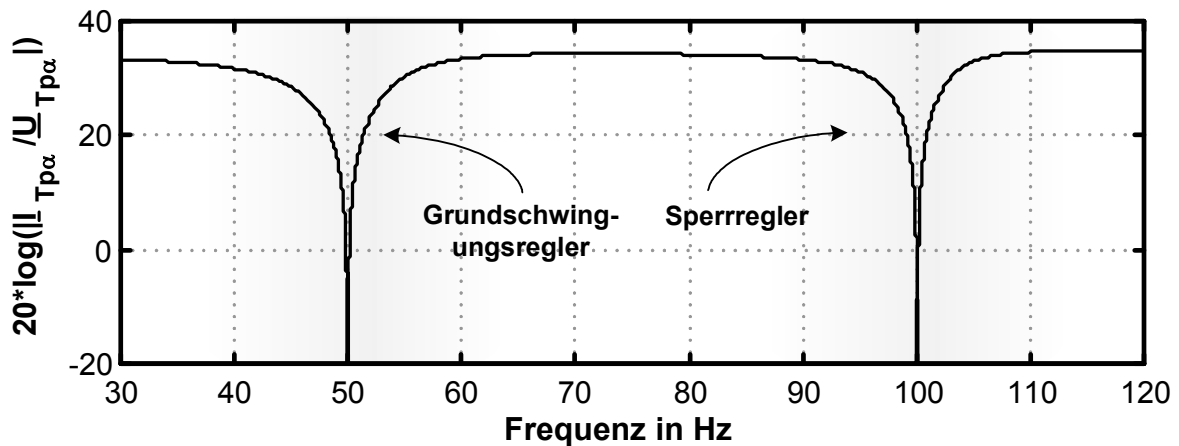


Bild 5.7: Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion der Filterstromregelschleife

Die getroffene Aussage wird zusätzlich auch durch die in Bild 5.7 enthaltene Amplitudenfrequenzkennlinie der Störübertragungsfunktion der geschlossenen Filterstromregelschleife gestützt. Als Störgröße wirkt dabei gemäß Bild 3.10 der Vektor der primärseitigen Transformatorspannung auf den Regelkreis ein. Bei der Berechnung der Übertragungsfunktion wurde auch hier wieder für den Sollwertvektor vereinfachend, der Nullvektor angesetzt. Dadurch wird der Einfluss der überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung auf die Betragskennlinie der Übertragungsfunktion vernachlässigt.

Unter Einbeziehung der in Kapitel 4.4.1 gefundenen Resultate war zu erwarten, dass auch hier die TP-BP-transformierten PI-Regler eine starke frequenzselektive Betragsabsenkung der Störübertragungsfunktion bewirken. Wie bereits dort im Zusammenhang mit Bild 4.13 diskutiert, lässt sich daraus ableiten, dass trotz einer 100 Hz-Komponente in der Störgröße \vec{u}_{Tp} keine solche bzw. nur eine äußerst geringe in der Führungsgröße \vec{i}_{LAF} zu finden ist. In analoger Weise kann auch in Bezug auf die durch den Grundschiwungsregler verursachte Betragsabsenkung argumentiert werden. Bezieht man bei den nachfolgenden Überlegungen die Tatsache mit ein, dass - wie im anschließenden Kapitel noch detailliert dargelegt wird - der Sollwertvektor nur eine Wirkkomponente besitzt, so kann folgender Schluss gezogen werden:

Neben der oben genannten Aufgabe „Sicherung eines geeigneten Wirkleistungsflusses“ verhindert der Grundschiwungsregler zusätzlich auch das Abfließen eines grundfrequenten Mit- bzw. Gegensystemblindstromes in das AF. Damit geht natürlich auch eine nochmalige Bauleistungsreduktion des AF einher.

Der in Bild 5.6 enthaltene Grundswingungsregler besitzt daher aus systemtheoretischer Sicht noch einen weiteren vorteilhaften Aspekt. Er entkoppelt - bedingt durch die konträren Sollwertvorgaben - frequenzselektiv das AF von der TCR-Anlage. Beide Grundswingungsregelkreise beeinflussen sich im stationären Zustand nicht.

5.4.2 Transformation des Filterstromsollwertvektors

Entsprechend Bild 5.1 wird der Sollwert für die Filterstromregelung von der überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung bereitgestellt. Sie regelt diese Gleichspannung auf einen konstanten Wert. Aus physikalischen Gründen ist das stets mit einer, wenn auch geringen, Wirkleistungsaufnahme durch den Spannungswechselrichter verbunden. Nur so können die Verluste gedeckt und somit dessen Zwischenkreisspannung konstant gehalten werden. Deshalb ist nachfolgend zunächst die aufgenommene zeitvariante Wirkleistung des AF von Interesse. Unter Nutzung von Gl. (2.8) kann dafür folgender Zusammenhang abgeleitet werden:

$$p_{AF}(t) = \frac{3}{2} \left(u_{Tp_d} \cdot i_{AF_d} + u_{Tp_q} \cdot i_{AF_q} \right) \quad (5.4)$$

Durch einen nahezu äquivalenten Rechenweg - wie der unter Kapitel 4.4.2 angeführte - kann nachgewiesen werden, dass die q-Komponente des ruhenden primärseitigen Transformatorspannungsvektors infolge der Phasenlage des zur Transformation (vgl. mit Gl. (4.46)) notwendigen konjugiertkomplexen Einheitsvektors $\exp(-j\tilde{\varphi}_{PLL})$ fast verschwindet. Die q-Komponente des ruhenden Filterstromvektors aus Gl. (5.4) liefert unter diesen Voraussetzungen keinen wesentlichen Beitrag zur zeitvarianten Wirkleistungsaufnahme des Wechselrichters. Unter Beachtung dieses Umstandes erhält man für die zeitvariante Wirkleistungsaufnahme folgenden vereinfachten Ausdruck:

$$p_{AF}(t) \approx \frac{3}{2} \cdot u_{Tp_d} \cdot i_{AF_d} \quad (5.5)$$

Durch die Analyse der Gleichung wird belegt, dass die Ausgangsgröße der Zwischenkreisspannungsregelung als d-Komponente des ruhenden Filterstromsollwertvektors zu interpretieren ist. Nur so ist eine durch den Zwischenkreisspannungsregler initiierte Wirkleistungsaufnahme durch das aktive Filter denkbar. Da jedoch die Filterstromregelung nach Bild 5.6 in ruhenden Koordinaten arbeitet, besteht auch hier die Notwendigkeit, den Stromsollwert ebenfalls in diesem Koordinatensystem darzustellen.

Unter Nutzung der zu Gl. (2.6) inversen Transformationsvorschrift gelingt dies. Nach einigen trivialen mathematischen Umformungen erhält man für den rotierenden Sollwertvektor:

$$\vec{i}_{AF,soll} = i_{AF_d,soll} \cdot (\cos(\tilde{\varphi}_{PLL}) + j \sin(\tilde{\varphi}_{PLL})). \quad (5.6)$$

Bedingt durch die unter Kapitel 5.2 dargestellten Umstände, ist der Winkel $\tilde{\varphi}_{PLL}$ und damit natürlich auch die Sollwerttransformation nach Gl. (5.6) mit einem geringen Fehler behaftet. Dieser wird durch die überlagerte Zwischenkreisspannungsregelung ausgeglichen.

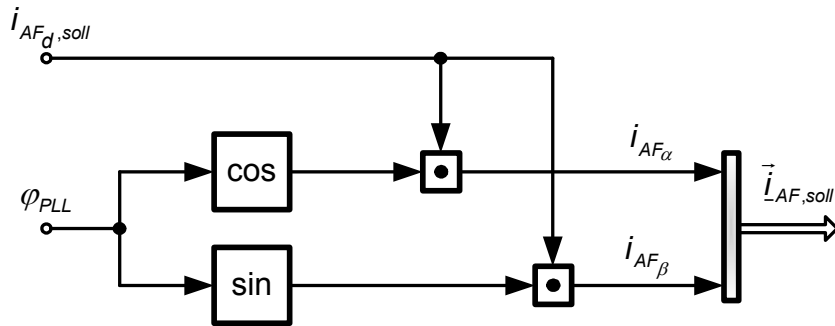


Bild 5.8: Blockstruktur zur Sollwerttransformation

Das Bild 5.8 kennzeichnet die zu Gl. (5.6) äquivalente Schaltungstopologie. Es charakterisiert zugleich die Innenschaltung des Blockes „Sollwerttransformation“ aus Bild 5.1 dar.

5.5 Zwischenkreisspannungsregelung

5.5.1 Topologie der Zwischenkreisspannungsregelung

Wie bereits oben mehrfach angedeutet, besitzt der Regler die Aufgabe, den Mittelwert der Zwischenkreisspannung auf einen vorgegebenen Sollwert zu regeln. Das Bild 5.9 zeigt die dafür notwendige Topologie. Es stellt gleichzeitig die Innenschaltung des Blockes „Zwischenkreisspannungsregelung“ aus Bild 5.1 dar. Die Struktur weist keinerlei Besonderheiten auf. Sie besteht eingangsseitig aus einer Summationsstelle, die aus der zeitvarianten Zwischenkreisspannung und deren Sollwert die Regelabweichung e_{ZK} berechnet. Diese wird anschließend unter Nutzung eines konventionellen (Gleichgrößen-) PI-Reglers zu Null geregelt.

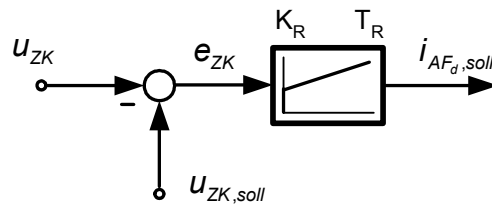


Bild 5.9: Blockstruktur des Zwischenkreisspannungsreglers

Die Ausgangsgröße des Reglers aus Bild 5.9, die entsprechend der im vorherigen Kapitel getroffenen Aussagen als Wirk- bzw. d-Komponente des ruhenden Filterstromsollwertvektors zu interpretieren ist, bildet zugleich die Eingangsgröße der unterlagerten Regelschleife. Nachfolgend werden noch einige Aussagen zur Parametrierung des Zwischenkreisspannungsreglers getroffen. Eine vertiefende Analyse der Strecke der Zwischenkreisspannungsregelung, die aus der geschlossenen Filterstromregelschleife zuzüglich des Blockes „Sollwerttransformation“ besteht, lässt ihre ausgeprägten nichtlinearen Eigenschaften erkennen. Eine mathematisch geschlossene Bestimmung der Parameter K_R und T_R , die auf einer geeigneten Linearisierung der Regelstrecke um den stationären Arbeitspunkt basieren müsste, gestaltet sich sehr zeitaufwendig und schwierig. Um diese Probleme dennoch zu lösen, ist der Einsatz geeigneter numerischer Verfahren zweckmäßig, die eine Verwendung von moderner Rechentechnik nebst speziell für diesen Zweck entwickelter Software unumgänglich machen.

5.5.2 Ausgewählte Simulationsergebnisse

Abschließend wird unter Nutzung von Simulationsergebnissen die Dynamik der oben beschriebenen Kaskadenregelung einer vertiefenden Betrachtung unterzogen. Dazu soll - denn dies ist der eigentlichen Bestimmung der Regelung adäquat - die Sprungantwort der Zwischenkreisspannungsregelung auf den unter Kapitel 4.4.3 untersuchten Mitsystemstörgrößensprung herangezogen werden. Die zum Zeitpunkt $t = 0$ s einsetzende Sprungantwort ist in Bild 5.10 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass sich bereits ca. 5 Netzperioden (bzw. 0,1 s) nach der Störung der ursprüngliche Wert der Zwischenkreisspannung wieder einstellt. Die Abbildung zeigt außerdem noch eine dem Ausgleichsvorgang überlagerte 8,8 Hz-Schwingung. Sie wird von den einschwingenden Flickerreglern verursacht und klingt mit der aus Bild 4.16 zu entnehmenden Zeitkonstante ab.

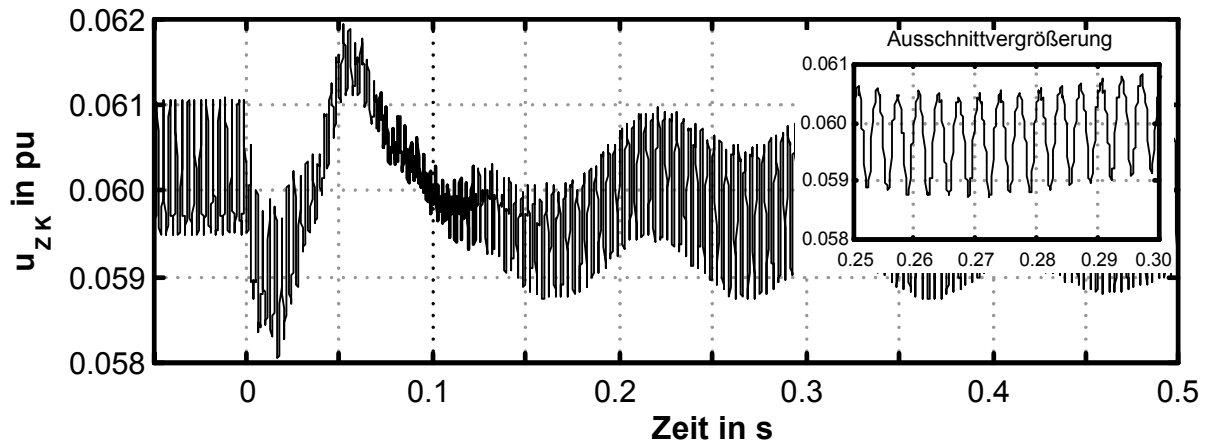


Bild 5.10: Antwort der Zwischenkreisspannung auf einen Mitsystemstörgrößenprung

Eine aktive Dämpfung dieser unerwünschten Schwingungen ist durch die Implementierung zusätzlicher Sperrregler (vgl. mit Bild 5.6), die auf die flickerrelevanten Frequenzbereiche abgestimmt sind, möglich, jedoch aufgrund der geringen Amplitude der Schwingung nicht notwendig.

Die Zwischenkreisspannung ist außerdem, wie durch die in Bild 5.10 enthaltene Ausschnittvergrößerung verdeutlicht wird, stark überschwingungsbehaftet. Dieses Phänomen wird durch die sich bereits im Betrieb befindlichen Oberschwingungsregelkreise hervorgerufen. Sie kompensieren die von der TCR-Anlage verursachten Netzstromüberschwingungen.

5.6 Netzstromüberschwingungsregelung

5.6.1 Topologie der Netzstromüberschwingungsregelung

Auch für die Konzeption der Oberschwingungsregelung wird auf Erkenntnisse zurückgegriffen, die sich aus dem strukturellen Aufbau der Regelstrecke ableiten lassen. Gemäß Bild 3.9 besteht nachfolgend die Aufgabe, unter Vermittlung der Oberschwingungskomponenten des Stellgrößenvektors (\vec{u}_{AFos}) Einfluss auf die Oberschwingungsvektoren des Netzstromraumvektors (\vec{i}_N) zu nehmen. Dazu dient die in Bild 5.11 enthaltene Regelungsstruktur. Auch eine direkte Regelung des Saugkreisspannungsvektors \vec{u}_{SK} ist aus streckentopologischer Sicht denkbar. Dieses Konzept stellt jedoch spezielle Anforderungen an die Signalverarbeitung und soll an dieser Stelle nicht vertiefend betrachtet werden. Die nachfolgende Abbildung kennzeichnet den internen Strukturaufbau des Blockes „Netzstromüberschwingungsregler“ aus Bild 5.1.

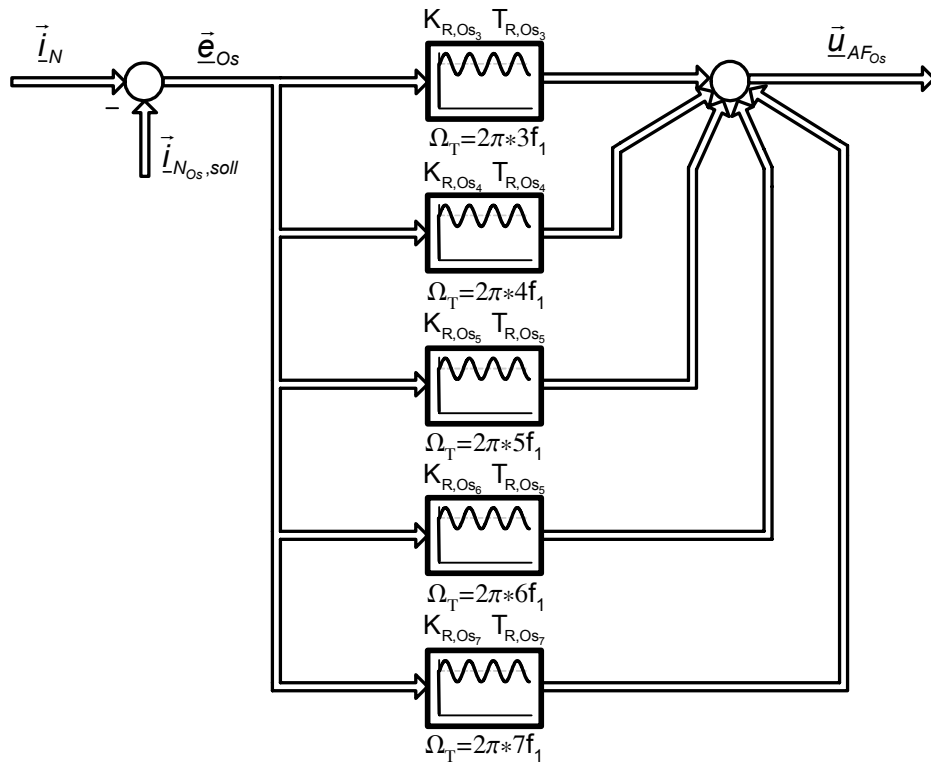


Bild 5.11: Blockstruktur der Regler zur selektiven Eliminierung von Netzstromüberschwingungen

Als Eingangsgröße der Regelstruktur fungiert der rotierende Netzstromvektor. Dieser wird einer Summationsstelle zugeführt, die den Soll- Istwertvergleich durchführt. In dem hier vorliegenden Spezialfall wird als Sollwertvektor der in Bild 5.11 enthaltenen Regelstruktur der Nullvektor angesetzt. Da entsprechend der oben gezeigten Darstellung TP-BP-transformierte PI-Regler zur Oberschwingungskompensation eingesetzt werden, korreliert eine solche Sollwertvorgabe mit der Forderung, dass die entsprechenden Oberschwingungsvektoren vollständig aus dem Netzstrom zu eliminieren sind. Diese doch sehr restriktive Forderung führt gegebenenfalls zu einer Überkompensation der damit in Verbindung stehenden Spannungsüberschwingungen des betrachteten Netzknotens. Auswege aus dieser Problematik bilden eine geeignete Wahl des Sollwertvektors $\vec{i}_{N_{Os},soll}$ oder die Verwendung von selektiv wirkenden P-Reglern. Sie bestehen aus einem Verstärker, der in Reihe zu einem TP-BP-transformierten PT_1 -Glied (das in der Filtertheorie als äquivalenter Bandpass [13] bezeichnet wird) geschaltet ist. Ein weiterer Ansatzpunkt besteht darin, jeweils nur die gegebenenfalls vorkommende dominante Komponente eines Oberschwingungsvektors - entweder das Mit- oder das Gegensystem - selektiv zu dämpfen. Die vorgeschlagenen Verbesserungen führen zu einer weiteren Bauleistungsreduktion des als Stellglied verwendeten Spannungswechselrichters.

Bestimmendes Strukturelement der in Bild 5.11 gezeigten Regelungstopologie sind jedoch - trotz der oben geführten Variantendiskussion - die parallel geschalteten frequenzselektiven PI-Regler, deren Trägerfrequenzen auf die dominanten Oberschwingungen des Bogenstromvektors abgestimmt sind. Ihre Ausgangsgrößen werden anschließend durch die in Signalflussrichtung liegende Summationsstelle zu einem gemeinsamen Oberschwingungsvektor $\vec{u}_{AF_{Os}}$ addiert. Dieser bildet gemäß Bild 5.1 zugleich einen Bestandteil des Stellgrößenvektors $\vec{u}_{AF,soll}$.

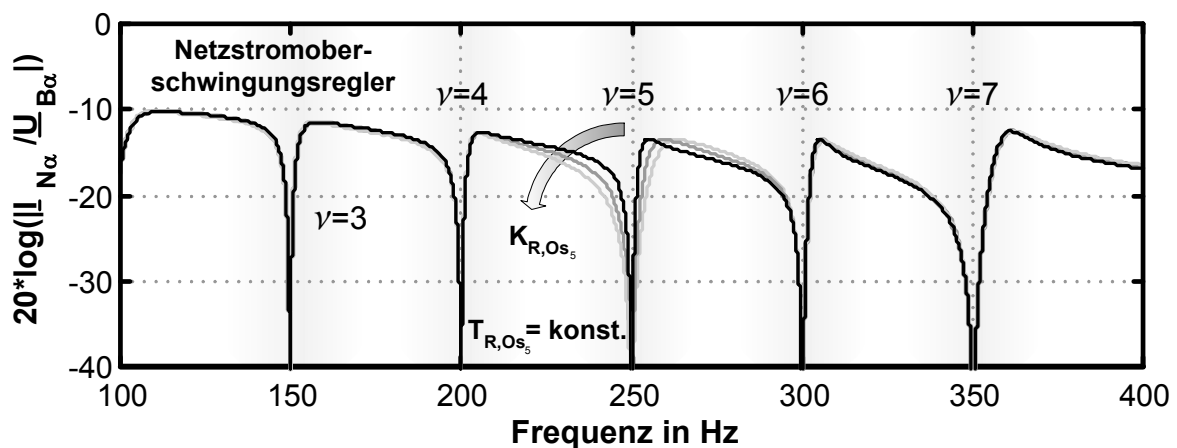


Bild 5.12: Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion

Zur Verdeutlichung der durch die Netzstromoberschwingungsregelung initiierten Systemeigenschaften soll auch hier wieder die Betragskennlinie der Störübertragungsfunktion gemäß Gl. (4.43) eingehender untersucht werden. Das Bild 5.12 zeigt den Kennlinienverlauf in dem für die Netzstromoberschwingungsregelung relevanten Frequenzbereich. Der Graph weist auch hier die typischen und bereits unter Kapitel 4.4.1 konstatierten Betragsabsenkungen im Bereich der Reglerabstimmungsfrequenzen auf. Der Verlauf erinnert außerdem sehr an die aus der Filtertheorie bekannte Kammfiltercharakteristik [14]. Die Kennlinienabsenkungen bewirken, nach der bereits unter Kapitel 4.4.1 diskutierten Kausalkette, eine Dämpfung der dominanten Netzstromoberschwingungen. In Folge dieser Dämpfung ist natürlich auch der durch diese Stromkomponenten verursachte Spannungsabfall über der Netzimpedanz stark reduziert, was wiederum das sichere Unterschreiten der Verträglichkeitspegel für die jeweiligen Spannungsoberschwingungen gewährleistet.

Durch geeignete Parametrierung der Oberschwingungsregler können auch hier - wie in Bild 5.12 beispielhaft anhand des Reglers für die fünfte Netzstromoberschwingung gezeigt wird - die selektiven Eigenschaften der Übertragungsfunktion den jeweiligen Erfordernissen angepasst werden. Präzise Aussagen über den zu wählenden Parameterwert sollen an dieser Stelle jedoch nicht getroffen werden. Wegen der doch sehr komplexen Verhältnisse erscheint auch hier eine On-line-Parametrierung der praktisch ausgeführten Anlage unumgänglich.

5.6.2 Ausgewählte Simulationsergebnisse

Untersuchungsgegenstand ist nachfolgend zunächst das Einschwingverhalten der Netzstromoberschwingungsregelung. Zu ihrer Beurteilung werden aufgrund der erwiesenen besseren Eignung die Komponenten der ruhenden Raumvektoren herangezogen. Das Bild 5.13 enthält die Zeitverläufe der für die Dynamikbeurteilung signifikanten Systemgrößen. Zum Zeitpunkt $t = 0$ s treten ausgehend von einem stationären Arbeitspunkt der Schaltung ausgeprägte Oberschwingungen im ruhenden Raumvektor des Lichtbogenofenstromes auf. Sie werden durch die Aktivierung des Blockes „Oberschwingungen“ aus Bild 3.3 ausgelöst. Entsprechend dieser Darstellung enthalten die in das Netzwerk injizierten Spannungsoberschwingungen jeweils ein Mit- bzw. Gegensystem, wobei deren Amplituden jeweils unterschiedlich groß gewählt wurden. Infolge dessen ist auch die daraus abgeleitete Störgröße Bogenstromoberschwingungsvektor mit diesen Komponenten behaftet.

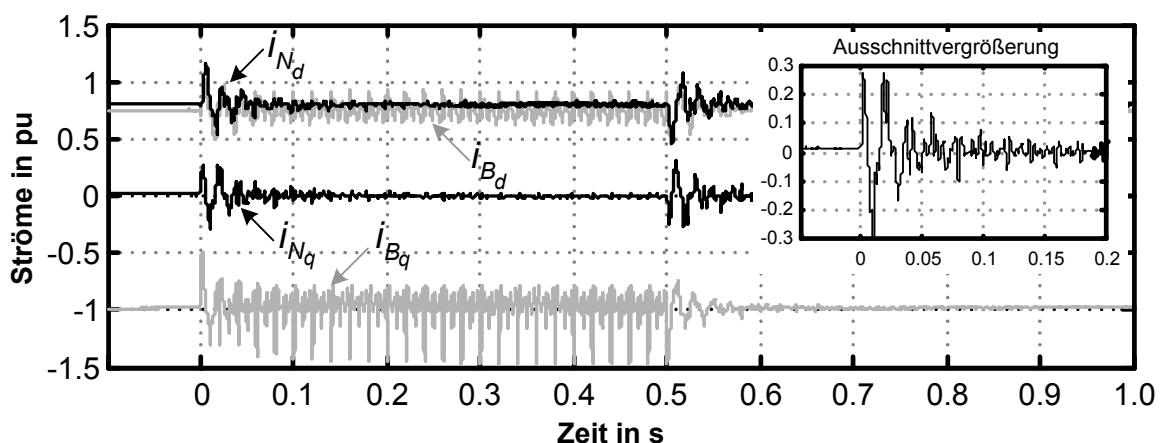


Bild 5.13: Antwort charakteristischer Systemgrößen auf einen Oberschwingungsstörgrößensprung

Nach Aussage von Bild 5.13 sind sämtliche Oberschwingungskomponenten des Störgrößenvektors \vec{i}_B' zunächst auch im ruhenden Netzstromvektor enthalten. Sie werden dort von der Oberschwingungsregelung des AF detektiert und nach dem Verstreichen der Ausregelzeit vollständig eliminiert. Zur Abschätzung der Ausregelzeit des Netzstromoberschwingungsreglers wird auch hier die in Bild 5.13 enthaltene Ausschnittvergrößerung herangezogen. Unter Beachtung des darin enthaltenen Graphen lässt sich aussagen, dass sämtliche in Bild 5.11 enthaltenen Oberschwingungsregler nach etwa 0,2 s bzw. 10 Netzperioden eingeschwenkt sind.

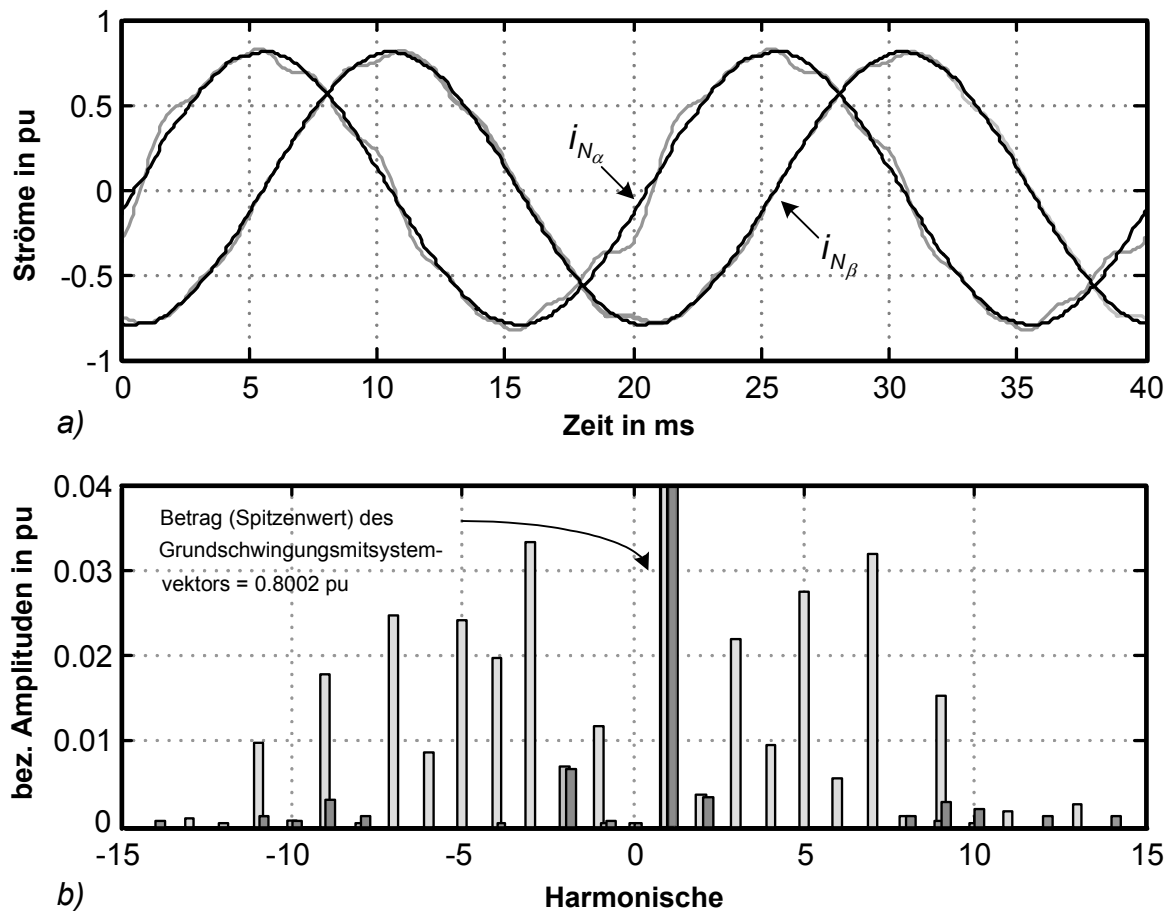


Bild 5.14: Verhalten des rotierenden Netzstromvektors im stationären Zustand

a) Zeitverläufe der Vektorkomponenten; b) bez. Amplitudenspektrum

Abschließend soll der sich einstellende stationäre Zustand des rotierenden Netzstromvektors vertiefend analysiert werden. Zum Zwecke einer erhöhten Aussagefähigkeit wird dabei dessen Verhalten ohne und mit angeschlossenem aktiven Filter gegenübergestellt. Die nachfolgend dunkel dargestellten Graphen sind dabei für die Konfiguration mit aktiver Oberschwingungsregelung gültig.

Der Fall ohne aktive Oberschwingungsregelung wird durch die hell dargestellten Kennlinien charakterisiert. Bild 5.14 beschreibt den stationären Zustand des Netzstromvektors für beide Konfigurationen sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich. Besonders aufschlussreich ist die in Bild 5.14 b) enthaltene Gegenüberstellung der Vektoramplitudenspektren. Die Beträge der einzelnen Oberschwingungsvektoren wurden in dieser Abbildung auf die Amplitude des Grundschwingungssystems bezogen. Wie aus der Darstellung zu entnehmen ist, gelingt durch die in Bild 5.11 enthaltene Regelstruktur eine vollständige Kompensation der dominanten Oberschwingungen mit den Ordnungszahlen $v = 3, 4, \dots, 7$ [6]. Dabei werden sowohl die Mit- als auch die Gegensysteme gleichermaßen bedämpft. Die Darstellung lässt außerdem eine Bedämpfung der ± 9 ten und ± 11 ten Oberschwingung erkennen. Sie konnte unter Nutzung der in Kapitel 5.6.1 beschriebenen frequenzselektiven P-Reglern erreicht werden. Diese Regler wurden zusätzlich parallel zu den Oberschwingungsreglern aus Bild 5.11 eingefügt. Sie sind jedoch dort nicht explizit dargestellt.

6 Beurteilung des Gesamtsystems unter Einbeziehung praktischer Aspekte

Die Beurteilung des Systemverhaltens der in Bild 3.7 enthaltenen Anlagenkomponenten geschah bisher unter Verwendung von in der Regelungstechnik gebräuchlichen Analysemethoden. Dabei kamen an dieser Stelle zu Recht Übertragungsfunktionen der geschlossenen Regelschleifen zum Einsatz, mit denen eine aussagekräftige Charakterisierung des Führungs- und Störübertragungsverhaltens ausgewählter Anlagenbestandteile möglich ist. Unter Verwendung der in Bild 3.10 enthaltenen Blockstruktur der Regelstrecke konnte außerdem nachgewiesen werden, dass die Zustandsgröße Netzstromvektor besonders für die Verwendung als Regelgröße prädestiniert ist. Folglich bezieht sich ein Großteil der bisher getroffenen Aussagen darauf, welchen Einfluss die Kompensatorregelungen auf bestimmte Komponenten des Netzstromvektors ausüben. Diese Argumentation ist jedoch für die Beurteilung der EEQ nur von sekundärer Bedeutung. Relevant dafür sind vielmehr die durch die Störgröße Bogenspannungsvektor hervorgerufenen Spannungsabfälle über den Netzimpedanzen des EES. Die prinzipielle Kausalkette, die zur Entstehung dieser Spannungsabfälle führt, wurde bereits in der Einleitung behandelt und dort als Netzurückwirkung bezeichnet. Diese Spannungsabfälle beeinflussen die Spannung eines bestimmten Netzknotens und nur für diese Knoten existieren in der einschlägigen Norm so genannte Verträglichkeitspegel. Die Verträglichkeit ist dabei im gesamten Netz zu gewährleisten. Es ist deshalb zu konstatieren, dass durch die beschriebene Netzstromregelung nur indirekt, unter Vermittlung der als Netzurückwirkung bezeichneten Kausalkette, auf spezifische EEQ-Kenngrößen Einfluss genommen wird. Unter Verwendung von für dieses Fallbeispiel nur näherungsweise gültigen Analysemethoden soll deshalb nachfolgend am Beispiel des Saugkreisspannungsvektors (bzw. anhand der Spannung des 30 kV-Mittelspannungsnetzes aus Bild 3.7) der Nachweis erbracht werden, dass durch die vorgeschlagenen Regelungsstrukturen auch im Sinne der Energiequalitätsnorm positiv auf die dort definierten Kenngrößen eingewirkt wird. Ein bevorzugtes Mittel zur Beurteilung der Verhältnisse, bzw. der kompensatorischen Eigenschaften von passiven Filteranlagen, ist eine in der Energietechnik speziell definierte Übertragungsfunktion. Ihre aus regelungstechnischer Sicht als spezielle Störübertragungsfunktion zu bezeichnende Betragskennlinie ist dort unter dem Namen „Impedanz-Frequenz-Charakteristik“ oder kurz IFC bekannt. Sie stellt einen Zusammenhang zwischen dem in einen Netzknoten eingepprägten Strom und dem sich infolge dessen einstellenden Spannungsabfalls im Frequenzbereich her. In Anlehnung daran und unter Einbeziehung von Bild 3.7 wird folgende Übertragungsfunktion definiert:

$$|\underline{G}_{Z_\alpha}(f)| = \frac{|\underline{U}_{SK_\alpha}(f)|}{|\underline{I}_{B_\alpha}(f)|} = |\underline{Z}_\alpha(f)|. \quad (6.1)$$

Sie kann nach Gl. (6.1) auch als Betrag der Eingangsimpedanz des zu untersuchenden Netzknotens betrachtet werden. Durch Umstellen dieser Gleichung nach der Spannung $|\underline{U}_{SK_\alpha}(f)|$ wird deutlich, dass ein möglichst geringer Impedanzbetrag mit aus Sicht der EEQ guten Störgrößenübertragungseigenschaften gleichzusetzen ist. Trotz Störstromeinprägung ist in diesem Fall nur eine geringe Störspannung in der α -Komponente des Saugkreisspannungsvektors zu erwarten. Volle Gültigkeit besitzt die in Gl. (6.1) definierte Übertragungsfunktion indes nur bei stromeinprägenden Störverhalten. In diesem Spezialfall wird die Höhe des Stromes nicht durch die Netzimpedanz beeinflusst. Näherungsweise ist diese Forderung beispielsweise für die Oberschwingungsströme erfüllt, die von einem netzgeführten Stromrichter (mit Stromzwischenkreis) in das ihn versorgende Netz emittiert werden.

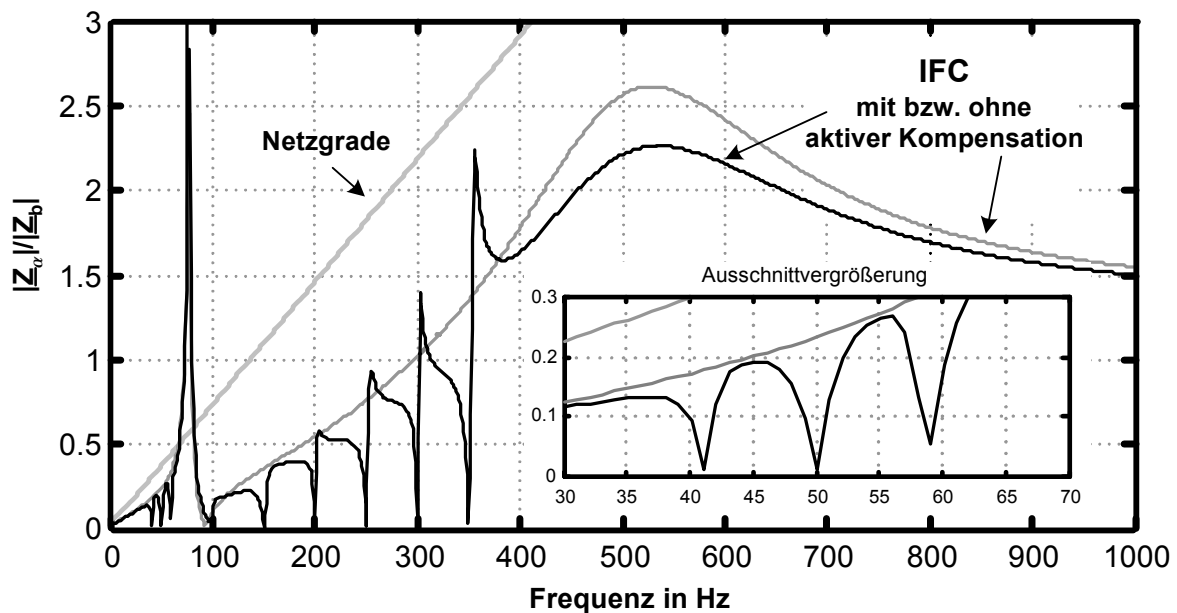


Bild 6.1: Impedanz-Frequenz-Charakteristika signifikanter Systemkonfigurationen

Bei spannungseinprägendem Lastverhalten, wie es im Kapitel 3.1 für den DS-LBO nachgewiesen wird, wäre die Definition eines geeigneten Spannungsverhältnisses $(|\underline{U}_{SK_\alpha}(f)|/|\underline{U}_{B_\alpha}(f)|)$ zweckdienlicher. Bei der nachfolgenden Erörterung soll jedoch an der praxisbewährten IFC festgehalten werden. Die geringfügigen Nachteile, die durch die Vereinfachung der Zusammenhänge zu erwarten sind, werden aus Sicht des Autors durch die dadurch zu erreichende allgemeine Verständlichkeit mehr als kompensiert.

Das Bild 6.1 enthält unterschiedliche IFC's, die jeweils für eine bestimmte Systemkonfiguration gültig sind. Die jeweiligen Graphen wurden dabei auf die im Anhang enthaltene Bezugsimpedanz $|\underline{Z}_b|$ normiert.

Diskussionsgegenstand sei zunächst die in Bild 6.1 enthaltene und mit Netzgerade [1] bezeichnete IFC. Sie ist im Fall einer nicht angeschlossenen Kompensationsanlage (vgl. mit Bild 3.7) gültig. Bedingt dadurch ist der durch diese Anlage verursachte Stromvektor (\vec{i}_K entsprechend Bild 3.7) gleich Null, was die Äquivalenz von Bogen- und Netzstromvektor ($\vec{i}_B = \vec{i}_N \Rightarrow \underline{I}_{B_a} = \underline{I}_{N_a}$) nach sich zieht. Die gesuchte Übertragungsfunktion resultiert in diesem Fall aus den Übertragungseigenschaften des im Bild 3.8 enthaltenen PT_1 -Gliedes, wobei entsprechend Gl. (6.1) die IFC gerade den dazu inversen Zusammenhang beschreibt. Der durch die Inversion des PT_1 -Gliedes entstehende Differenzierer besitzt dann die in Bild 6.1 enthaltene Betragskennlinie. Bedingt durch dessen große Zeitkonstante L_N/R_N liegt die Knickfrequenz des Differenzierers bei sehr kleinen Frequenzwerten, sodass bei im Vergleich dazu höheren Frequenzen der Eindruck eines gradlinigen Kennlinienverlaufes entsteht.

Die Berücksichtigung der Impedanz des LBO-Zweiges sowie der passiven Filteranlage aus Bild 3.7 hat bereits in weiten Teilen der IFC eine drastische Impedanzabsenkung zur Folge, was entsprechend Gl. (6.1) mit einer Verbesserung spezifischer EEQ-Kenngrößen korreliert. Besonders die Spannungsüberschwingungen und -schwankungen sowie der daraus resultierende Flicker werden bereits stark vermindert. Wenn man von einer IFC spricht, wird hier - wie bereits oben angekündigt - in fälschlicher Weise von einer stromeinprägenden Störgröße ausgegangen. Damit besteht die Notwendigkeit, den dadurch begangenen Fehler möglichst gering zu halten. Dies geschieht nachfolgend dadurch, dass der durch die LBO-Impedanz gebildete Rückkopplungszweig in Bild 3.10, bestehend aus dem PT_1 -Glied mit der Zeitkonstante L_B/R_B , bei der IFC-Berechnung Berücksichtigung findet. Der Störgrößenvektor \vec{u}_B (bzw. dessen α -Komponente) nimmt dabei den Wert Null an. Stattdessen ist eine fiktive Stromeinprägung als Teststörgröße anzunehmen, die zusätzlich zum Bogenstromvektor in die in Bild 3.10 enthaltene Summationsstelle eingepreßt wird. Die so ermittelte und in Bild 6.1 dunkelgrau gekennzeichnete IFC zeigt neben der vom Saugkreis hervorgerufenen und erwünschten Impedanzabsenkung bei dessen Serienresonanzfrequenz ($\nu = 2$) auch eine unerwünschte Parallelresonanz.

Erwünscht ist diese Serienresonanz deshalb, weil gemäß des oben diskutierten Zusammenhanges infolge der dadurch verursachten frequenzselektiven Impedanzabsenkung eine starke Dämpfung der entsprechenden Spannungsüberschwingung zu erwarten ist. Die Parallelresonanz ihrerseits resultiert aus einer Parallelschwingkreiskonstellation, die durch die Impedanz des LBO-Zweiges, der Netz- und der Saugkreisimpedanz gebildet wird. Infolge von so genannten zwischenharmonischen Komponenten im Bogenstromvektor, die aufgrund der Stochastik des Schmelzprozesses immer auftreten, kann es unter ungünstigen Bedingungen zu einer Anregung dieser Parallelresonanzstellen kommen. Da jedoch die daraus resultierenden Stromkomponenten in der Regel eine gegenüber den drehstromtypischen Harmonischen wesentlich geringere Amplitude besitzen, muss mit einer Überschreitung der Verträglichkeitspegel in diesem Frequenzbereich nicht gerechnet werden. Tritt gelegentlich doch einmal - infolge von Resonanzüberhöhung - eine unerwünscht hohe zwischenharmonische Spektralkomponente in dem Saugkreisspannungsvektor auf, so kann diese nach Art der drehstromtypischen Harmonischen durch speziell darauf abgestimmte Regler gedämpft werden. Eine zweite stark gedämpfte Parallelresonanzstelle befindet sich bei $f_{\text{res}} = 550 \text{ Hz}$. Sie wird wesentlich mit von der Impedanz des Hochpassfilters bestimmt. Mit weiter wachsender Frequenz geht der IFC-Graph dann auf einen von dem Widerstand R_{HP} bestimmten Wert über.

Diskutiert wird abschließend noch, welchen Einfluss die unter den Kapiteln 4.4.1 und 5.6.1 propagierten Regelungsstrukturen auf den Graph der IFC ausüben. Dazu werden zunächst sämtliche Regelungsstrukturen zur Beeinflussung des Netzstromvektors (Bild 4.10, Bild 5.6 sowie Bild 5.11) und die Blockstruktur der Regelstrecke (Bild 3.10) zu einer gemeinsamen das Systemverhalten der geschlossenen Regelschleifen repräsentierenden Konstellation zusammengefasst. Unter Nutzung des so entstandenen linearisierten Systemmodells - wobei auch hier für sämtliche Sollwertvektoren der Nullvektor gewählt wird - gelingt es nun mittels geeigneter Software, die Zustandsgleichungen des Gesamtsystems aufzustellen. Aus dem gefundenen Gleichungssystem kann dann eine der Beziehung (6.1) äquivalente Identität abgeleitet werden. Die Betragskennlinie der auf diese Weise ermittelten IFC ist in Bild 6.1 als schwarzer Graph kenntlich gemacht worden. Deutlich erkennbar sind die durch die Netzstromregelung des TCR bzw. durch die Netzstromüberschwingungsregelung des AF verursachten frequenzselektiven Impedanzabsenkungen im Bereich der Reglerabstimmungsfrequenzen. Diese verursachen, ähnlich wie im Zusammenhang mit der Serienresonanz des Saugkreises dargelegt, eine Dämpfung der unerwünschten Komponenten der Saugkreisspannung.

Im Spektralbereich um die Netzfrequenz verursachen, wie aus der in Bild 6.1 enthaltenen Ausschnittvergrößerung zu entnehmen ist, die Flickerregler der TCR-Netzstromregelung eine signifikante Impedanzabsenkung bei den flickerrelevanten Frequenzen. Auch anhand der IFC kann demnach auf eine frequenzselektive Flickerdämpfung geschlossen werden. Die von der Netzstromoberschwingungsregelung verursachten Impedanznullstellen bei $v = 3, 4, \dots, 7$ bewirken eine Eliminierung der dominanten Saugkreisspannungsoberschwingungen. Bedingt durch die Regelung gelingt auch noch die aktive Dämpfung der durch das Hochpassfilter verursachten Parallelresonanzstelle. Anhand des IFC-Verlaufes kann jedoch auch ein sich nachteilig auswirkendes Phänomen konstatiert werden. Besonders im Frequenzbereich zwischen 300 Hz und 350 Hz bzw. 350 Hz und 400 Hz treten reglerverursachte Resonanzüberhöhungen nach Art der aus der passiven Powerfiltertheorie bekannten Parallelresonanzstellen auf. Bei deren Anregung durch einen entsprechenden Oberschwingungsstrom ist mit einer resonanzbedingten Anhebung der zwischenharmonischen Saugkreisspannungsoberschwingungen zu rechnen. Die selektiven Eigenschaften der IFC lassen sich natürlich wieder durch Variation der Reglerparameter beeinflussen. Darauf soll jedoch an dieser Stelle nicht ausführlich eingegangen werden. Es sei nur angemerkt, dass die reglerinitiierten Parallelresonanzen durch eine dieses Phänomen berücksichtigende Parametrierung gedämpft werden können. Diese Maßnahme führt jedoch zu einer verminderten Dynamik der Oberschwingungsregelung.

Durch die nachfolgend angegebenen Simulationsergebnisse soll die Funktionsfähigkeit der Kompensationsanlage einschließlich der dort implementierten Regelungstopologien an einem praxisnahen DS-LBO-Modell bewiesen werden. Zu diesem Zweck wird der Schmelzofen anhand der in Bild 3.1 b) enthaltenen Ersatzschaltung nachgebildet, wobei gleichzeitig sämtliche in Bild 3.2 enthaltenen Bogenspannungskomponenten aktiviert wurden. Die folgende Darstellung verdeutlicht in einer Gegenüberstellung den Einfluss, den die aktiven Kompensatoren auf die Saugkreisspannung ausüben. Der Vergleich erfolgt dabei sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich. Die jeweils hell dargestellten Graphen kennzeichnen erneut die Anlagenkonfiguration ohne angeschlossenes aktives Filter bzw. inaktiver Flickerregelung. Wiederum dunkel dargestellt wurden die Simulationsergebnisse mit voll funktionsfähiger Kompensationseinrichtung.

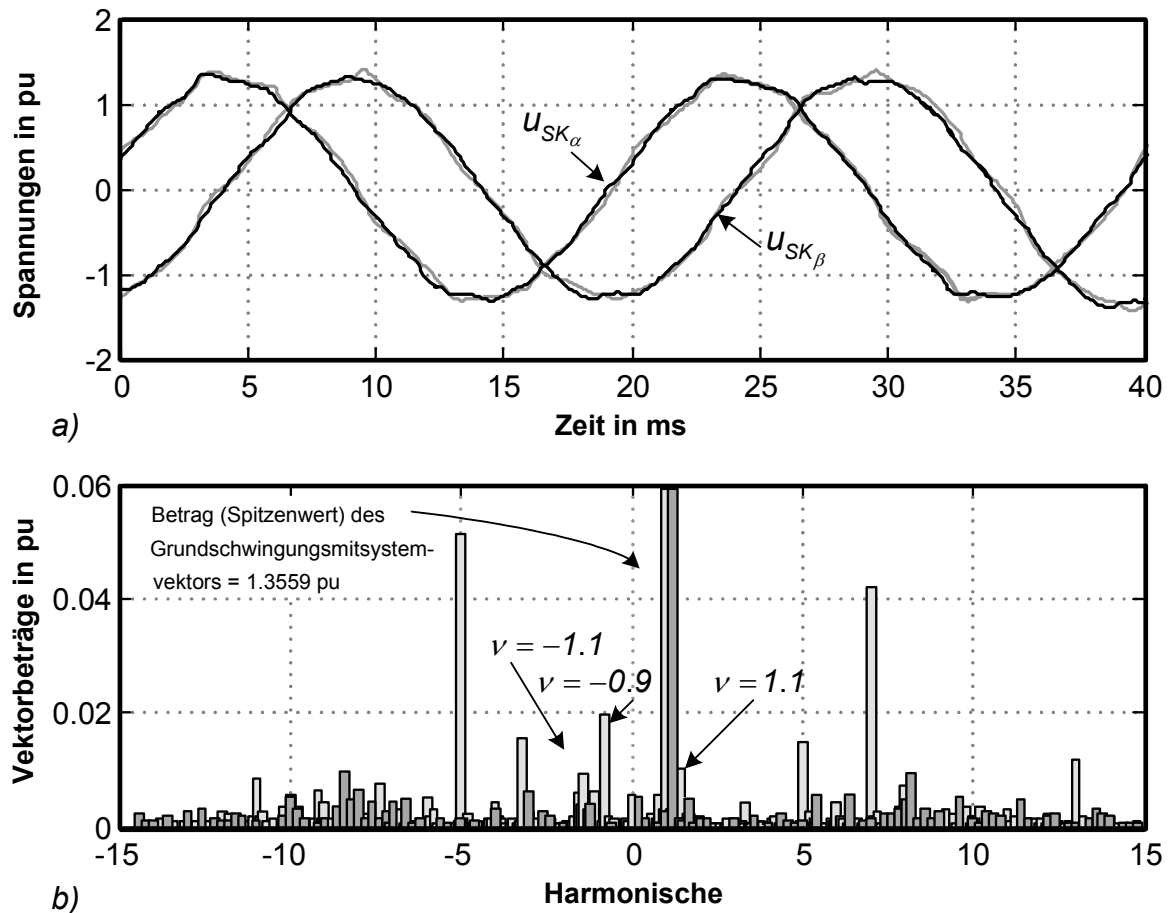


Bild 6.2: Verhalten des Saugkreisspannungsvektors im stationären Zustand

a) Zeitverläufe der Vektorkomponenten; b) bez. Amplitudenspektrum

In Bild 6.2 a) ist der zeitliche Verlauf der beiden Komponenten des umlaufenden Saugkreisspannungsvektors abgebildet. Für die Beurteilung der EEQ aufschlussreicher ist jedoch auch hier die Analyse der Raumvektoramplitudenspektren. Die im Bild 6.2 b) enthaltenen Spektren wurden ebenfalls auf den Spitzenwert des Grundschwingungsmitsystemvektors normiert. Der unkomensierte Saugkreisspannungsraumvektor enthält aufgrund des stromrichterähnlichen Betriebsverhaltens der DS-LBO-Anlage zunächst die drehstromtypischen Oberschwingungsvektoren mit $v = 5, 7, 11$ usw. Sie weisen die größten Amplitudenwerte auf. Dabei dominiert jeweils entweder das Mit- oder das Gegensystem. Die nicht drehstromtypischen Harmonischen ($v = 2, 3, 4, \dots$) treten modellspezifisch mit im Vergleich dazu geringeren Amplitudenwerten in Erscheinung.

Bedingt durch die Aktivierung des Blockes „8,8 Hz-Komponente“ gemäß Bild 3.2 besitzen sowohl der Grundschrwingungsmit- als auch der -gegensystemvektor ausgeprägte 8,8 Hz-Seitenbänder, die im Zeitbereich als Amplitudenmodulation der Grundschrwingung zu interpretieren sind. Aus der stochastischen Bogenspannungskomponente resultieren außerdem noch die über sämtliche zwischenharmonische Frequenzbereiche verteilten Oberschrwingungsamplituden.

Die bereits im Zusammenhang mit der IFC diskutierten Dämpfungseigenschaften der Kompensationsanlage lassen sich natürlich auch anhand des dunkel gekennzeichneten Amplitudenspektrums nachweisen. Sämtliche dominanten Oberschrwingungen werden entweder vom Saugkreis ($v = \pm 2$) oder von der Netzstromoberschrwingungsregelung des AF erheblich reduziert. Da entsprechend der oben getroffenen Vereinbarung die Saugkreisanlage ein Bestandteil beider Systemkonfigurationen ist, kann der durch sie verursachte kompensatorische Effekt anhand der Spektrengegenüberstellung nicht nachgewiesen werden. Unverkennbar sind jedoch die in beiden Spektren gleichsam nachweisbaren geringen Amplitudenwerte im betreffenden Frequenzbereich. Aus der bei der IFC-Diskussion konstatierten reglerinitiierten Parallelresonanz bei $v \approx \pm 7,2$ resultiert im Spektrum eine Amplitudenüberhöhung der entsprechenden Zwischenharmonischen. Der in der TCR-Anlage implementierten Flickerregelung gelingt es außerdem, die 8,8 Hz-Seitenbänder der Grundschrwingungsvektoren wirkungsvoll zu bedämpfen. Dies korreliert mit einer etwa 80 %igen Reduktion des momentanen Flickerpegels $pf(t)$. Resümierend kann daher festgestellt werden, dass die entwickelte Kompensatoranlage ihrer Aufgabe voll gerecht wird. Die Qualität der Saugkreisspannung (bzw. die EEQ des 30 kV-Netzes) konnte durch den Einsatz dieser Anlage wesentlich verbessert werden.

7 Zusammenfassung

Zu den wesentlichen Aufgaben des EES zählt neben der bedarfsdeckenden Bereitstellung der Elektroenergie auch die Sicherung ihrer ausreichenden Qualität. Wichtige Qualitätsparameter zu deren Beurteilung lassen sich dabei aus der an einem bestimmten Netzknoten anliegenden Spannung ableiten. Eine Abweichung von den vorher festgelegten Spannungsparametern wirkt sich nachteilig auf die an diesem Netzknoten angeschlossenen Verbraucher sowie auf das EES selbst aus. Zu den dadurch hervorgerufenen Negativerscheinungen zählen z.B. Zusatzverluste in elektrischen Übertragungsanlagen und Betriebsstörungen in hochwertiger Ansteuerelektronik.

Die Abweichungen der Spannung von der 50 Hz-Sinusform konstanten Amplitude werden dabei selbst durch die an einen gegebenen Verknüpfungspunkt angeschlossenen Verbraucher initiiert. Der dieses Phänomen hervorrufende Ursache-Wirkungsmechanismus wird in der Energietechnik allgemein gebräuchlich mit dem Begriff Netzurückwirkung bezeichnet. Um einen ungestörten Betrieb aller Verbraucher sowie des EES selbst zu sichern, sind diese Netzurückwirkungen auf ein zulässiges Maß zu begrenzen. Zu diesem Zweck werden vom Gesetzgeber im Rahmen der Normung so genannte Verträglichkeitspegel definiert, deren Einhaltung im Bereich der öffentlichen und industriellen Netze von dem jeweils dafür zuständigen EVU zu garantieren ist.

Netzurückwirkungen treten besonders in Netzkonfigurationen mit großer Netzimpedanz, d.h. in Nieder- und Mittelspannungs- aber auch in generatorfernen Hochspannungsnetzen auf und werden dort von Verbrauchern mit ausgeprägter nichtlinearer und nichtstationärer Betriebscharakteristik verursacht. Zu den leistungstärksten Verbrauchern mit diesen unerwünschten Eigenschaften ist im besonderem Maße auch der DS-LBO zu rechnen. Die durch diese Anlagen hervorgerufenen Netzurückwirkungen wie z.B. Spannungsunsymmetrien, -schwankungen und -überschwingungen überschreiten, wenn sie an einen zu hochimpedanten Netzknoten angeschlossen werden, die dafür zulässigen Verträglichkeitspegel wesentlich.

Neben der Wahl eines Anschlusspunktes mit genügend hoher Kurzschlussleistung, was in der überwiegenden Mehrzahl aller praxisrelevanten Fälle mit unzulässig hohen Kosten für den Netzausbau einhergeht, beschränken sich die heute üblichen Maßnahmen auf den Zubau von TCR-Anlagen zur dynamischen Kompensation der Grundschwingungsblindleistung nebst

Saugkreisen (passiven Filtern) zur Verminderung der ins Netz abgegebenen Verzerrungsblindleistung.

Eine erst in den letzten Jahren verstärkt in das Blickfeld der Fachleute rückende Maßnahme zur Reduktion der Netzurückwirkungen ist der Einsatz aktiver Kompensatoren. Aufgrund des stürmischen Fortschrittes auf dem Gebiet der Leistungshalbleiter und dem sich dadurch ergebenden Dynamikzuwachs bei selbstgeführten Wechselrichtern wird zunehmend auch der Einsatz solcher Kompensatoren zur Eliminierung von Oberschwingungen interessant. Ihre sehr guten dynamischen Eigenschaften rechtfertigen die Hoffnung, sämtliche unerwünschten Spektralkomponenten der verzerrten Lastströme, die letztlich für die Netzurückwirkungen verantwortlich sind, direkt am Entstehungsort kompensieren zu können.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Gedanke aufgegriffen und unter Einbeziehung einer praxisbewährten Systemkonfiguration ein hybrides Filterkonzept für einen DS-LBO entwickelt. Die Kompensation der unterschiedlichen Spektralkomponenten des Laststromes erfolgt dabei aufgabenteilig. Zur Reduktion des Grundschwingungsblindstromes und der flickerrelevanten Stromanteile wurde die sehr leistungsstarke jedoch nicht allzu dynamische Thyristortechnik in Form einer TCR-Anlage eingesetzt. Die Eliminierung der dominanten Oberschwingungen übernimmt größtenteils ein aktives Filter, welches auf einem selbstgeführten Spannungswechselrichter als Stellglied basiert. Nur durch die guten dynamischen Eigenschaften dieses Stellgliedes, die von den hohen zulässigen Schaltfrequenzen der IGBT-Module herrühren, ist die aktive Kompensation von Oberschwingungen möglich. Die Leistungsfähigkeit der heute zur Verfügung stehenden abschaltbaren Ventile reicht jedoch noch nicht an die der Thyristortechnik heran, so dass deren Einsatz vorerst noch auf den unteren bis mittleren Leistungsbereich beschränkt bleibt. Das hier vorgeschlagene Systemkonzept, dass die vorteilhaften Eigenschaften der jeweiligen Stellglieder unter weitestgehender Umgehung ihrer negativen Merkmale nutzt, ist daher besonders für Kompensationsanlagen im Grenzleistungsbereich geeignet und auch für ähnlich gelagerte Anwendungsfälle einsetzbar.

Die positiven Eigenschaften der aktiven Kompensatoren beruhen weitestgehend auf ihren innovativen Regelungskonzepten. Folgerichtig wird diesem Themenkomplex in der vorliegenden Arbeit ein breiter Raum eingeräumt.

Basierend auf systemtheoretischen Untersuchungen, die zu der Erkenntnis führten, dass eine effektive Flickerminderung durch Bedämpfung der Grundschwingungsseitenbänder der Spannung am interessierenden Netzknoten möglich ist, wurde ein auf diese Problematik speziell zugeschnittenes frequenzselektives Regelungskonzept entwickelt. Das Konzept seinerseits basiert auf selektiv wirkenden, TP-BP-transformierten PI-Reglern, mit denen eine stationär genaue Regelung von sinusförmigen Größen möglich ist. Unter Einsatz dieser innovativen Regler sowie der Nutzung von Erkenntnissen, die aus der Strukturanalyse des Flickermeters gewonnen worden, konnte für die TCR-Anlage eine Regelungstopologie entwickelt werden, mit der nicht nur bei der Grundfrequenz f_1 des Netzstromes sondern auch bei den $f_1 \pm 8,8$ Hz Seitenbändern eine stationäre Genauigkeit der Regelschleife erreicht werden kann. Dies wiederum korreliert über die als Netzurückwirkung bezeichnete Kausalkette mit einer optimalen Flickerreduktion. Es wird in diesem Zusammenhang vom Autor eingeschätzt, dass die vorliegende Arbeit einen wegweisenden Beitrag auf dem Gebiet der Entwicklung von den Flicker mindernden Regelkreisstrukturen leistet. Der hier propagierte frequenzselektive Kompensationsansatz zur Eliminierung von flickerverursachenden Spannungsschwankungen ist indes nicht nur auf das hier beschriebene Fallbeispiel beschränkt. So lassen sich Einsatzfälle - beispielsweise bei der Erzeugung von regenerativer Energie - konstruieren, wo sich das entwickelte Konzept erfolgversprechend anwenden lässt.

Der bereits in der Zielstellung genannte Themenschwerpunkt „frequenzselektive Flickerreduktion“ konnte nur so optimal umgesetzt werden, weil es dem Autor weiterhin gelang, die Steuersatzstruktur der TCR-Anlage in signifikanter Weise zu verbessern. Sie wurde dreiphasig aufgebaut. Dadurch ist z.B. die Kompensation eines mit 8,8 Hz-amplitudenmodulierten Netzstromgensystems überhaupt erst möglich. Zusätzlich eingeführte Steuerparameter gestatten außerdem die Kompensation von parasitären Gleichstromkomponenten. Diese werden durch ungünstige Betriebszustände in den TCR-Zweigen angeregt und würden ungehindert in den in Dreieck geschalteten Zweigen zirkulieren. Durch speziell dafür implementierte Regelkreise kann diesem Phänomen effektiv entgegengewirkt werden.

Ein weiterer Themenschwerpunkt der Arbeit bildet ein auf IGBT-Technik basierendes aktives Filter zur selektiven Eliminierung von Netzstromoberschwingungen. Das dafür entwickelte hybride Topologiekonzept vereinigt in sich ebenfalls signifikante Vorteile, wodurch es auf dem Gebiet der aktiven Filter für den Grenzleistungsbereich als richtungsweisend zu bezeichnen ist.

Auch bei dem aktiven Filter kam ein auf TP-BP-transformierten PI-Reglern basierendes frequenzselektives Regelungskonzept zur Anwendung. Sowohl die topologischen Eigenschaften der Regelstrecke als auch die Frequenzselektivität der Regelung gestatten eine erhebliche Bauleistungsreduzierung des zur Umsetzung des AF zum Einsatz kommenden Spannungswechselrichters.

Bedingt durch die weitestgehende Substitution der Saugkreisanlage durch das aktive Filter sind zusätzlich noch positive Auswirkungen auf den Fertigungsprozess der Anlage zu erwarten. So reicht es nun - im Gegensatz zu einer SK-Anlage, wo während der Fertigung umfangreiche Parametrierungsarbeiten an den frequenzbestimmenden Baugruppen vorzunehmen sind - völlig aus, zunächst nur die Wechselrichterbauleistung während der Herstellung zu berücksichtigen. Dem Anlagenhersteller ist es unter diesen Umständen möglich, bei der Herstellung auf Standardbaugruppen zurückzugreifen. Die gesamte Parametrierung der AF-Anlage kann unabhängig vom Produktionsprozess bzw. direkt vor Ort durch die Wahl geeigneter Reglerparameter erfolgen. Dabei ist es außerdem noch möglich, flexibel d.h. durch Änderung der Regelungssoftware, auf eventuell auftretende Probleme zu reagieren. So bereitet es bei dem AF - im Gegensatz zu einer SK-Anlage - keine Schwierigkeiten, die selektiven Eigenschaften der Anlage kurzfristig zu verändern.

8 Anhang

8.1 Technische Daten / Kenngrößen

8.1.1 Bezugsgrößen

Bezugsscheinleistung	$ \underline{S}_b $	= 100 MVA
Bezugsspannung	U_b	= 30kV
Bezugsstrom	I_b	= $ \underline{S}_b / (\sqrt{3} \cdot U_b)$
Bezugsimpedanz	$ \underline{Z}_b $	= $U_b^2 / \underline{S}_b $

8.1.2 Netz

vorgeordnetes 150kV-Netz

Kurzschlussleistung	$ \underline{S}_k'' $	= 400 MVA
Impedanzverhältnis	R/X	= 0,18

Netztransformator (T_N)

Schaltgruppe	Yy0	
Nennbauleistung	S_N	= 140 MVA
relative Kurzschlussspannung	u_k	= 12%
Kurzschlussverlustleistung	P_{vk}	= 500 KW

8.1.3 Kompensationsanlage

Saugkreis

Grundschwingungsblindleistung	Q_{SK}	= 100 MVar
Abstimmungsfrequenz	v_{SK}	= 1,95
Güte	ρ_{SK}	= 75

Hochpassfilter

Filterkapazität	C_{HP}	= 20 μ F
Filterinduktivität	L_{HP}	= 3,5 mH
Dämpfungswiderstand	R_{HP}	= 10 Ω

Filtertransformator (T_{AF})

Schaltgruppe	Yy0	
Nennbauleistung	\underline{S}_N	= 3 MVA
Nennspannung (OS-Wicklung)	U_{OS}	= 20 kV
Nennspannung (US-Wicklung)	U_{US}	= 0,8 kV
relative Kurzschlussspannung	u_k	= 8%
Kurzschlussverlustleistung	P_{vk}	= 25 KW

Aktives Filter

Wechselrichterbauleistung	\underline{S}_{AF}	= 2,5 MVA
Schaltfrequenz	f_s	= 2,5 kHz
Zwischenkreisspannung	$U_{ZK,soll}$	= 1,75 kV
Zwischenkreiskapazität	C_{ZK}	= 12mF

TCR-Anlage

max. Grundschrwingungs- blindleistung	$Q_{TCR,max}$	= 115 MVA _r
--	---------------	------------------------

8.1.4 DS-LBO-Anlage

Kurzschlussstrombegrenzungsdrössel (D_{LBO})

Drosselreaktanz	X_{Dr}	= 1,65 Ω
Verlustleistung	P_v	= 3 %

Ofentransformator (T_{LBO})

Schaltgruppe	Yy0	
Nennbauleistung	\underline{S}_N	= 90 MVA
Nennspannung (OS-Wicklung)	U_{OS}	= 30 kV
Nennspannung (US-Wicklung)	U_{US}	= 1,2 kV
relative Kurzschlussspannung	u_k	= 7,5 %
Kurzschlussverlustleistung	P_{vk}	= 500 KW

*Hochstromkreis (HK)*parasitäre Induktivität des HK $L_{HK} = 9 \mu\text{H}$ parasitärer Widerstand des HK $R_{HK} = 0,25 \text{ m}\Omega$ *DS – Lichtbogenofen*Bauleistung $\underline{S}_{LBO} = 85 \text{ MVA}$ **8.2 Allgemeine Schreibweise physikalischer Größen**

v	Momentanwert
$f(v)$	Funktion von
$v(t)$	zeitvariante Größe / Zeitfunktion
V	Effektivwert
\underline{V}	komplexer Effektivwertzeiger
$ \underline{V} $	Betrag einer komplexen Systemgröße
$\varphi_{\underline{V}}$	Phasenwinkel einer komplexen Systemgröße
$V(f)$	Frequenzfunktion / Variable im Frequenzbereich
\hat{V}	Scheitelwert
$\underline{v}(t)$	zeitvariante komplexe Größe
\vec{v}	rotierender Raumvektor
\vec{v}^*	konjugiert komplexer Raumvektor
$\dot{\vec{v}}$	Ableitung des rotierender Raumvektors nach der Zeit
\vec{v}'	ruhender Raumvektor

8.3 Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

(Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit werden nachfolgend zusätzlich die Seitenzahlen angegeben, bei denen die Symbole zum ersten Mal Verwendung finden.)

α	Zündwinkel.....	50
$\tilde{\alpha} = \alpha - \frac{\pi}{2}$	substituierter Steuerwinkel.....	61
β	Löschwinkel.....	7
γ	Gleichstromsteuerwinkel.....	45
γ_r	Phasenreserve.....	48
Δ	Differenzoperator.....	16
δ	Stromflusswinkel.....	50
$\varepsilon(t)$	Sprungfunktion.....	29
ϑ	Temperatur.....	19
$\vartheta = \Omega_1 t$	Zeitwinkel.....	50
Φ	Lichtstrom.....	19
φ_{PLL}	Ausgangssignal des Phasenregelkreises.....	45
φ	Phasenwinkel einer komplexen Größe.....	12
Ω	Kreisfrequenz.....	12
ω	variable Kreisfrequenz.....	26
\underline{a}	Drehoperator.....	12
\hat{a}	zeitvarianter Scheitelwert des TCR-Drosselstromes.....	54
B	Blindleitwert.....	7
B	Bandbreite.....	27
C	Kapazität.....	34
$d(t)$	relative Spannungsänderung.....	18
e	Regelabweichung.....	7
f	Frequenz.....	5
$G(p)$	Übertragungsfunktion im Laplacebereich.....	20
$h(t)$	Sprungantwort.....	29

j	imaginäre Einheit.....	12
K	Verstärkungsfaktor.....	20
L	Induktivität.....	31
P	Grundschwingungswirkleistung.....	15
p	Laplaceoperator.....	20
$pf(t)$	momentaner Flickerpegel.....	20
Q	Grundschwingungsblindleistung.....	7
$q(t)$	zeitvariante Blindleistung.....	7
R	Wirkwiderstand.....	2
r	bezogener Wirkwiderstand.....	18
\underline{S}	Scheinleistung.....	1
S	Schaltfunktion.....	93
$\underline{s}(t)$	zeitvariante komplexe Scheinleistung.....	1
t	Zeit.....	12
T	Periodendauer/Zeitkonstante.....	14
T_{Σ}	Summenzeitkonstante.....	48
T_1	Zeitkonstante des PT_1 -Gliedes.....	48
$[T]$	Matrix zur Koordinatentransformation.....	11
t	Element der Transformationsmatrix.....	11
u	Stellgröße.....	24
\underline{u}	komplexes Transformatorübersetzungsverhältnis.....	42
V	Modulationsfunktion.....	94
$\underline{\bar{v}}$	Steuervektor des AF.....	89
w	Führungsgröße.....	24
X	Blindwiderstand (bei der Grundschwingung).....	2
x	bezogener Blindwiderstand.....	18
y	Regelgröße.....	24
\underline{Z}	Scheinwiderstand.....	15
\underline{Z}_N	Netzimpedanz.....	15
$ \underline{Z}_b $	Bezugsimpedanz.....	108
$ \underline{Z}(f) $	Impedanz-Frequenz-Charakteristik.....	107

8.4 Verzeichnis der verwendeten Indizes

-	Gleichgröße.....	24
~	Wechselgröße.....	24
α	Realteil des rotierenden Raumvektors.....	12
β	Imaginärteil des rotierenden Raumvektors.....	12
μ	Zählindex für Drehstromgrößen.....	5
ν	Ordnungszahl der Oberschwingungen.....	6
(0)	Gleichkomponente.....	53
0	Nullkomponente.....	12
0	Arbeitspunkt.....	64
(1)	Grundschwingung.....	46
1	grundfrequente Komponente.....	5
AF	aktives Filter.....	35
aus	Ausregel-.....	78
b	Bezugs-.....	117
b	Blindkomponente.....	16
B	Bogen-.....	31
D	Diagonal-.....	11
d	Gleichkomponente der Bogenspannung.....	31
d	Realteil des ruhenden Raumvektors.....	12
Dr	Drossel-.....	39
Filt	Gewichtungsfilter des Flickermeters.....	20
(g)	Gegen-.....	14
g	Grenz-.....	47
HK	Hochstromkreis.....	38
HP	Hochpass-.....	34
K	Kompensator-.....	34
k	Kurzschluss-.....	1
k	laufender Zählindex.....	61
l	Längsspannungsabfall.....	17
L	Last-.....	17
L_μ	Leitergrößen des Drehstromsystems.....	5

lin	Linear-.....	27
M	Mittelpunkt-.....	92
M	Modal.....	11
m	Modulations-.....	21
max	Maximalwert.....	57
n	negativ.....	30
N	Netz-.....	2
o	offene Schleife.....	47
Os	Oberschwingung.....	89
OS	Oberspannungs-.....	118
p	positiv.....	30
p	primär.....	40
q	Imaginärteil des ruhenden Raumvektors.....	12
q	Querspannungsabfall.....	17
r	Bemessungs-.....	2
R	Regler-.....	25
res	Resonanz-.....	6
s	sekundär.....	40
S	Strecken-.....	24
SK	Saugkreis-.....	5
soll	Sollwert.....	7
stör	Störgrößen-.....	72
T	Träger-.....	25
T	Transformator-.....	40
US	Unterspannungs-.....	118
w	Wirkkomponente.....	16
ZK	Zwischenkreis-.....	38

8.5 Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

μ C	Mikrocontroller.....	68
AF	aktives Filter.....	35
BKA	Blindleistungskompensationsanlage.....	5
D	Drossel.....	38
DM	Demodulator.....	24
DS-LBO	Drehstromlichtbogenofen.....	1
EEQ	Elektroenergiequalität.....	2
EES	Elektroenergiesystem.....	1
EVU	Energieversorgungsunternehmen.....	113
Gl	Gleichung.....	11
IFC	Impedanz-Frequenz-Charakteristik.....	106
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.....	35
K	Knoten.....	49
K/P	kartesisch-polar.....	65
M	Modulator.....	24
P	Polynom.....	27
PCC	Point of Common Coupling.....	1
PI	Proportional-Integral.....	7
PLL	Phase Locked Loop.....	7
PT ₁	Verzögerungsglied erster Ordnung.....	7
pu	per unit.....	68
RV	Raumvektor.....	13
SKA	Saugkreisanlage.....	6
T	Thyristor.....	49
T	Transformator.....	38
TCR	Thyristor Controlled Reactor.....	6
TP-BP	Tiefpass-Bandpass.....	24
VP	Verknüpfungspunkt.....	1
Zi	Zündimpuls.....	49

9 Literaturverzeichnis

- [1] VDEW: Grundsätze für die Beurteilung von Netzurückwirkungen. 3.Auflage, VDEW-Verlag, Frankfurt a. M., 1992.
- [2] Oswald, B.: Netzberechnung 2. Berechnung transients Vorgänge in Elektroenergieversorgungsnetzen. VDE Verlag, Berlin und Offenbach.
- [3] Solodownikow, W. W.: Grundlagen automatischer Regelungssysteme. VEB Verlag Technik, Berlin, 1971.
- [4] Föllinger, O.: Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung. 8. überarb. Auflage, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1994.
- [5] Simony, K.: Physikalische Elektronik. Druckerei der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1972.
- [6] Krämer, S.: Beitrag zur Modellierung des elektrischen Betriebsverhaltens von Drehstromlichtbogenöfen. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 1997.
- [7] Arrillaga, J.: High voltage direct current transmission. IEE Power Engineering Series, 1983.
- [8] Unbehauen, H.: Regelungstechnik II. 6.Auflage, Verlag Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig/Wiesbaden, 1993
- [9] Hingorani, N. G.; Gyugyi, L.: Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems. IEEE Press, 2000.
- [10] Lappe, R.; Conrad, H.; Kronberg, M.: Leistungselektronik. 2. Auflage, Verlag Technik GmbH, Berlin, 1991.
- [11] Bronstein, I.; Semendjajew, K.: Taschenbuch der Mathematik. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1960.
- [12] Jenny, F.; Wüest, D.: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner Stuttgart, 1995.
- [13] Unbehauen, R.: Netzwerk- und Filtersynthese. 4. Auflage, R. Oldenbourg Verlag GmbH, München, 1993.
- [14] Kreß, D.; Irmer, R.: Angewandte Systemtheorie. 1. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin, 1989.
- [15] DIN EN 50160: Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen, März 2000.
- [16] DIN VDE 0846, Teil 2: Flickermeter. Funktionsbeschreibung und Auslegungsspezifikation, März 1994.
- [17] Kluss, E.: Einführung in die Probleme des elektrischen Lichtbogen- und Widerstandsofen. Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1951.

- [18] Erfurth, H.; Kadner, H.; Zeidler, G.: Optimale Prozesse und Systeme. Band 16 aus der Reihe „Mathematik für Ingenieure, Naturwissenschaftler und Landwirte“. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Berlin, 1974.
- [19] Stade, D.; Novitzkij, A.; Aprelkov, I.: Netzstudie „Anschluss einer AC-Lichtbogenofenanlage an das 150-kV UW Larissa“ (unveröffentlicht)
- [20] Ye, Z.; Boroyevich, D.; Choi, J.Y.; Lee, F.C.: Control of Circulating Current in Tow Parallel Three-Phase Boost Rectifiers. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002, pp. 609-615.
- [21] Paap, G. C.: Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application in Power Network Calculations. IEEE Trans. on Power Systems. Vol. 15, No. 2, May 2000, pp.522-528.
- [22] Philippow, E.: Grundlagen der Elektrotechnik
9. durchges. Auflage, Verlag Technik GmbH, Berlin/München, 1992.
- [23] Analysis and Optimization of SVC Use in Transmission Systems.
CIGRE WG 38-05: Task Force No. 4, 1993.
- [24] Zurmühl, R.: Matrizen.
4.Auflage, Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1964.
- [25] Lunze, J.: Regelungstechnik 1 & 2
1. Auflage, Springer-Verlag Berlin/Heidelberg, 1997.
- [26] Burger, B.: Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher.
Dissertation, Universität Karlsruhe, 1997.
- [27] Song, Y. H; Johns, A. T. (Edited by): Flexible AC Transmission Systems (FACTS)
Institution of Electrical Engineers, London, 1999.
- [28] Aredes, M.: Active Power Line Conditioners
Dissertation, Technische Universität Berlin, 1996.
- [29] Bose, B. K. (Edited by): Modern Power Electronics.
IEEE Press, New York, 1992.
- [30] Mohan, N.; Undeland, T.M.; Robbins, W.P.: Power Electronics
Second Edition, John Wiley & Sons, Inc.
New York/Chichester/Brisbane/Toronto/Singapore, 1995.
- [31] Oswald, B.; Siegmund, D.: Berechnung von Ausgleichsvorgängen in Elektroenergiesystemen
VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig, 1989.
- [32] Koetnitz, H.; Punt, H.: Berechnung elektrischer Energieversorgungsnetze.
Band I: Mathematische Grundlagen und Netzparameter.
VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig, 1973.
- [33] Senini, S.; Wolfs, P.J.: Hybrid Active Filter for Harmonically Unbalanced Three Phase Three Wire Railway Traction Loads
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15. No. 4, July 2000, pp. 702-710.

- [34] Thanh, N. L.: Limits to flicker reduction of static var compensators with arc furnaces elektrowärme international 48, August 1990, pp. 125-130.
- [35] Berger, G.; Büttner, J.; Petzholdt, J.; Schilling, M.: Reduced Reactive Power Grid Connection with on-line Compensation of Current Harmonics. EPE Conference, Sevilla, 1995, pp. 3.736-3.740.
- [36] Vaupel, G.: Wide-Band Filter with Actively Reduced Losses for Power-Systems. EPE Conference, Sevilla, 1995, pp. 1.892-1.897.
- [37] de Preville, G.: Flicker mitigation. Application to a STATCOM EPE Conference, Gratz, 2001.
- [38] Detjen, D.; Jacobs, J.; De Doncker, R. W.; Mall, H. –G.: A New Hybrid Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonic Currents in Industrial Power Systems With Power Factor Correction Equipment. IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 16, no. 6, Nov. 2001
- [39] Großmann, U.; Ellinger, T.; Berger, G.; Petzholdt, J.; Mall, H.G.: Active Filter Control in the Stationary Reference Frame Using Lowpass to Bandpass Transformation. PCIM-Conference, Nürnberg, 19. –21.05.03
- [40] Mayordomo, J. G.; Izzeddine, M.; Asensi, R.: Load and Voltage Balancing in Harmonic Power Flows by Means of Static VAr Compensators. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 17. No. 3, July 2002, pp. 761-769.
- [41] Kawabata, T.; Miyashita, T.; Yamamoto, Y.: Digital Control of Three-Phase PWM Inverter with LC-Filter. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6. No. 1, January 1991, pp. 62-72.
- [42] Cristaldi, L.; Ferrero, A.: Mathematical Foundations of the Instantaneous Power Concepts: An Algebraic Approach. ETEP Vol. 6, No. 5, September/Oktobre 1996, pp. 305-309.
- [43] Schopenhauer, A.: Die Welt als Wille und Vorstellung, Band 1 & 2. Philipp Reclam Jun. GmbH & Co., Stuttgart.
- [44] Landau, L. D.; Lifschitz, E. M.: Theoretische Physik, Band 1: Mechanik. Akademie-Verlag Berlin, 1976.
- [45] Salvatore, L.; Savino, M: Time-Frequency Representation of Instantaneous Complex Power, Voltage and Current Space Vectors. ETEP Vol. 4, No. 5, September/Oktobre 1994, pp. 395-401.
- [46] Verdelo, P.; Marques, G. D.: DC Voltage Control and Stability Analyses of PWM-Voltage-Type Reversible Rectifiers. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 45. No. 2, April 1998, pp. 263-273.
- [47] Butt, D.; Summer, M.; Clare, J.: Harmonic Compensation in Active Shunt Filters using Controllers Employing Harmonic Rotating Frames of Reference. EPE Conference, Lausanne, 1999.
- [48] Keene, G.; Chikhani, A. Y.; Salama, M. M. A.; Rahman, M. H.; Quintana, V. H.; Hackam, R.: A Computer Controlled Var Compensator for Distribution Feeders. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. PWRD-1. No. 3, July 1986, pp. 337-345.

- [49] Bergmann, K.; Friedrich, B. G.; Stump, K.; Elliott, W. H.: Digital Simulation, Transient Network Analyser and Field Tests of the Closed Loop Control of the Eddy County SVC.
IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8. No. 4, October 1993, pp. 1867-1873.
- [50] Dickmader, D.; Thorvaldsson, B.; Strömberg, G.; Osborn, D.: Control System Design and Performance Verification for the Chester, Main Static VAr Compensator.
IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 7. No. 3, July 1992, pp. 1492-1501.
- [51] Gole, A. M.; Sood, V. K.: A Static Compensator Model for use with Electromagnetic Transients Simulation Programs.
IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5. No. 3, July 1990, pp. 1398-1407.
- [52] Mayordomo, J.G.; Beites, L.F.; Asenesi, R.; Izzeddine, M.: A New Frequency Domain Arc Furnace Model for Iterative Harmonic Analysis.
IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 12. No. 4, October 1997, pp. 1771-1777.
- [53] Wolf, A; Thamodharan, M.: Reactive Power Reduction in Three-Phase Electric Arc Furnace.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47. No. 4, August 2000, pp. 72
- [54] Newman, M. J.; Holmes, D. G.: Delta Operator Digital Filters for High Performance Inverter Applications. PESC, Cairns, Australia, 23-27 June, 2002.
- [55] Valderrama, G. E.; Mattavell, P.; Stankovic. A. M.: Reactive Power and Unbalance Compensation Using STATCOM with Dissipativity-Based Control.
IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol.9, No.5, September 2001.

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name: Thomas Ellinger
Anschrift: Bernburger Str. 1a
99091 Erfurt
Geburtsdatum: 09.12.1967 in Erfurt
Familienstand: ledig
Staatsangehörigkeit: deutsch

Schul Ausbildung:

1974-1984 Polytechnische Oberschule 16 in Erfurt
1984-1985 Vorbereitungskurs an der Pädagogischen Hochschule
Erfurt/Mühlhausen

Hochschulausbildung:

09/1985-01/1991 Pädagogische Hochschule Erfurt/Mühlhausen
Studium der Fachkombination Technik/Technologie
im Direktstudiengang
Abschluss: Diplom-Lehrer für Polytechnik
09/1991-09/1995 Fachhochschule Schmalkalden
Studium der Elektrotechnik im Direktstudiengang
Schwerpunkte: Automatisierungstechnik/Elektrische
Energietechnik
Abschluss: Diplom-Ingenieur (FH)
12/1995 Auszeichnung mit dem Adam-Opel-Preis
04/1996-05/1997 Technische Universität Ilmenau
Erfüllung der Auflagen zur Promotionszulassung
08/1997-09/1998 Tätigkeit in der Siemens-AG
Mitarbeit bei der Entwicklung eines supraleitenden magnetischen
Energiespeichers (SMES) im Bereich
Basic Engineering
10/1998 Technische Universität Ilmenau
Tätigkeit als Promotionsstudent